

**EIN NEUARTIGES MESSVERFAHREN
ZUR BESTIMMUNG DER INTEGRALEN NICHTLINEARITÄT
VON PULSVERSTÄRKERN**

DISSERTATION

zur

Erlangung des Grades eines

Doktor - Ingenieurs

der

Abteilung für Elektrotechnik

an der Ruhr - Universität Bochum

von

Günther E. Böhm

aus Neukirchen/Vluyn

Bochum 1984



Digitized by the Internet Archive
in 2026

EIN NEUARTIGES MESSVERFAHREN
ZUR BESTIMMUNG DER INTEGRALEN NICHTLINEARITÄT
VON PULSVERSTÄRKERN

DISSERTATION
zur
Erlangung des Grades eines
Doktor - Ingenieurs
der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr - Universität Bochum

von
Günther E. Böhm
aus Neukirchen/Vluyn

Bochum 1984

Dissertation eingereicht am: 9.4.1984
Tag der mündlichen Prüfung: 6.6.1984
Referent: Prof. Dr. J.W. Klein
Korreferent: Prof. Dr. J.F. Böhme

FORMELZEICHEN UND SYMBOLE

1	EINLEITUNG	1
1.1	Problemstellung	1
1.2	Beispiel: Meßkanal zur Bestimmung der kinetischen Energie von Teilchen bzw. Quanten	4
1.3	Nichtlinearitäten von Pulsverstärkern	8
2	BEKANNTE MESSVERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DER INTEGRALEN NICHTLINEARITÄT VON PULS-VERSTÄRKERN	10
2.1	Das Brückenverfahren	10
2.1.1	Meßprinzip	10
2.1.2	Diskussion des Meßverfahrens	13
2.2	Das Puls-Rampenverfahren	16
2.2.1	Grundlagen	16
2.2.2	Meßtechnische Realisierung	20
2.2.3	Fehlerquellen	25
2.2.4	Diskussion des Meßverfahrens	31
3	EIN NEUARTIGES MESSVERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DER INTEGRALEN NICHTLINEARITÄT VON PULSVERSTÄRKERN	33
3.1	Ziel des Meßverfahrens	33
3.2	Signalvorverarbeitung	35
3.2.1	Dynamikreduzierung der zu messenden Amplituden durch komplementär gesteuerte Abschwächer (Normierung)	35
3.2.2	Genauigkeitsverbesserung durch Relativmessung mit einem Kalibrierungskanal	38

	Seite
3.2.3 Realisierungsprobleme	43
3.2.4 Fehlerquellen	46
3.3 Ein stochastisches Meßverfahren zur Bestimmung der Amplituden von pulsförmigen Signalen	50
3.3.1 Grundlagen	51
3.3.2 Einfluß von Nichtlinearitäten der Hilfsverstärker auf die resultierende Amplitudendichte	54
3.3.3 Schätzung der Pulsamplitude aus Zufallsexperimenten	57
3.3.4 Statistische Genauigkeit der Schätzung der Pulsamplitude	61
3.3.5 Meßergebnisse zur Schätzung der Verteilungsfunktion $F_{UM}(U_S; t_M)$ durch $\chi(U_S)$	70
3.4 Ein stochastisches Verfahren zur Ermittlung des Meßzeitpunktes t_M	75
3.4.1 Zeitmeßsysteme für pulsförmige Signale	75
3.4.2 Ermittlung eines vorläufigen Schätzers für t_M aus einem schwellüberschreitenden Zufallsprozeß	76
3.4.2.1 Meßanordnung zur Bestimmung der FPT-Dichte	79
3.4.2.2 Bildung eines vorläufigen, robusten Schätzers für t_M aus den Meßergebnissen zur FPT-Dichte	82
3.4.3 Ermittlung des endgültigen Schätzers für t_M	86
3.5 Realisierter Aufbau des Linearitätsmeßplatzes	91
3.5.1 Mikrocomputer	91

	Seite
3.5.2 Pulsgenerator	93
3.5.3 Dynamikreduzierung und Kalibrierung	93
3.5.4 MEKPHA-Elektronik	96
3.5.5 Ablauf einer Linearitätsmessung	102
3.6 Meßergebnisse	106
3.6.1 Eigengenauigkeit des Meßplatzes	106
3.6.2 Vergleich der berechneten und gemessenen Integralen Nichtlinearität eines Referenz-DUT	109
4 ZUSAMMENFASSUNG	118
5 LITERATUR	120
ANHANG	126

FORMELZEICHEN UND SYMBOLE

$a_{I, II, F}$	Dämpfungs faktoren
ADU	Analog/Digital - Umsetzer
DAU	Digital/Analog - Umsetzer
DNL	Differentielle Nichtlinearität
DUT	Device Under Test
E	Energie
$E(\quad)$	Erwartungswert von ($\quad$)
ECL	Emitter Coupled Logic
f_x	Dichte der Zufallsvariablen x
$\bar{f}_x$	Mittelwert der Dichte f_x
f_N	Dichte der Standardnormalverteilung ($\sigma = 1, \mu = 0$)
$F(\quad)$	Verteilungsfunktion von ($\quad$)
FPT	First Passing Time
FWHM	Full Width at Half Maximum
INL	Integrale Nichtlinearität
k	allgemein für Häufigkeit, Anzahl; Bezeichnung eines Kanals eines Pulshöhen- analysators
K	Anzahl der Kanäle k ($\hat{=}$ Auflösung)

LEV	Ladungsempfindlicher Verstärker
MEKPHA	Mikroprozessorgesteuerter Einkanal-Pulshöhenanalysator
n	allgemein für Häufigkeit, Anzahl
N	Verteilungsfunktion der Standard-normalverteilung
o.B.d.A.	ohne Beschränkung der Allgemeinheit
PHA	Pulshöhenanalysator
$P\{ \quad \}$	Wahrscheinlichkeit für $\{ \quad \}$
$p\{ \quad \}$	$\quad - \quad - \quad$
q	Elementarladung
R	elektrischer Widerstand
t_e	Zeitpunkt der ersten Schwellüberschreitung (First Passing Time, FPT)
t_M	Meßzeitpunkt, Eintreffzeitpunkt des ungestörten Pulsmaximums
t_W	Breite des Zeitfensters
TK	Temperatur - Koeffizient
U	elektrische Spannung
$\tilde{U}$	rauschfreie Spannung

$\hat{U}$	Schätzwert für eine Spannung ($\hat{}$ wird allgemein für die Kennzeichnung eines Schätzwertes, Schätzers gebraucht)
V	Verstärkung
α	Korrekturfaktor
μ	Mittelwert
σ_x^2	Varianz
σ_x	Standardabweichung, effektive Rausch- spannung
X	bezeichnet eine Zufallsvariable
ω	Kreisfrequenz

1 EINLEITUNG

1.1 PROBLEMSTELLUNG

Die Bestimmung der nichtlinearen Eigenschaften von nahezu linearen Übertragungssystemen erfordert Meßverfahren, die hinsichtlich der Verwendungszwecke der Übertragungssysteme optimiert sind.

So ist für gedächtnislose Systeme das Übertragungsverhalten durch eine Übertragungskennlinie vollständig beschrieben. In den allermeisten Fällen ist den nichtlinearen Übertragungssystemen jedoch ein Gedächtnis zuzuordnen. Die Übertragungseigenschaften hängen dann, wie bei den linearen gedächtnisbehafteten Übertragungssystemen, von der Frequenz und zusätzlich von der Form des Eingangssignals selbst ab /1/. Das Übertragungsverhalten wird deshalb nur für eine begrenzte Anzahl von praxisrelevanten Eingangssignalen mit ausreichender Genauigkeit anzugeben sein. Als Beispiel seien hier die Bestimmung des Klirrfaktors (Harmonische Analyse) und die Bestimmung von Intermodulationsprodukten (SMPTE- und CCIT-Methode) als weitverbreitete Meßverfahren zur Beschreibung der nichtlinearen Eigenschaften von Übertragungssystemen angeführt /2,3/.

Ein in der Meßtechnik sehr wichtiger Sonderfall ist die Pulshöhenanalyse. Hier ist für das Übertragungsverhalten von elektronischen Schaltungen allein die Aussteuerungsabhängigkeit des Verhältnisses von Ausgangsamplitude zu Eingangsamplitude von Interesse. Da die Wahl der Form des Eingangssignals direkt in das Meßergebnis eingeht, wird das für den späteren Einsatz

der elektronischen Schaltung zu erwartende Eingangssignal bestmöglich nachgebildet. Unter diesen Voraussetzungen läßt sich das Übertragungsverhalten von gedächtnisbehafteten nichtlinearen Systemen ebenfalls durch eine Übertragungskennlinie beschreiben. In Abb. 1.1 ist eine nichtlineare Übertragungskennlinie $y = g(x)$ beispielhaft dargestellt. Hierbei werden die Eingangsamplituden durch x , die Ausgangsamplituden durch y und ihr nichtlinearer Zusammenhang durch $y = g(x)$ beschrieben.

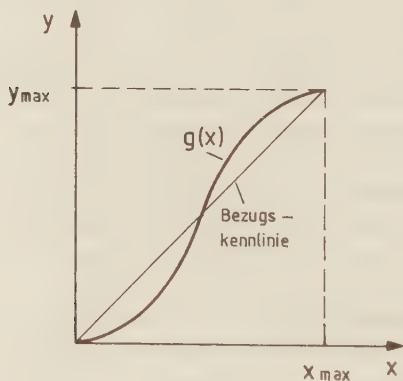


Abb. 1.1: Darstellung einer Übertragungskennlinie mit der zugehörigen Bezugs-kennlinie zur Bestimmung der Integralen- und Differenziellen Nichtlinearität

Gemäß /4/ ist die Bezugs-kennlinie frei von Verstärkungs- und Offsetfehlern. Sie stellt den im weiteren geforderten linearen Zusammenhang zwischen Eingangs-

amplitude und Ausgangsamplitude dar. Abweichungen der realen, nichtlinearen Kennlinie von der Bezugskennlinie lassen sich durch die Integrale Nichtlinearität (INL) und die Differentielle Nichtlinearität (DNL) beschreiben.

Mit /4/ sind

$$\text{INL}(x) = \frac{g(x) - \frac{y_{\max}}{x_{\max}} x}{y_{\max}} \quad (1-1)$$

und

$$\text{DNL}(x) = 1 - \frac{dg(x)}{dx} \frac{x_{\max}}{y_{\max}} \quad (1-2)$$

Während die Integrale Nichtlinearität INL die Abweichung der Bezugskennlinie von der realen Kennlinie als Funktion der Eingangsamplitude x , bezogen auf die maximale Ausgangsamplitude $y_{\max}$, angibt, beschreibt die Differentielle Nichtlinearität DNL die Abweichung der Steigung der Bezugskennlinie von der Steigung der realen Kennlinie als Funktion der Eingangsamplitude x .

Die bei der Pulshöhenanalyse gebräuchlichen Methoden zur Bestimmung der Übertragungskennlinie bzw. der Integralen und/oder Differentiellen Nichtlinearität von elektronischen Schaltungen werden in Kap. 2 beschrieben. Bei allen Verfahren wirkt sich - unter anderem - das stets vorhandene, dem Meßsignal überlagerte Rauschen nachteilig auf die Meßgenauigkeit aus. In der vorliegenden Arbeit wird deshalb ein neuartiges rechnergeführtes Meßverfahren zur Bestimmung der Nichtlinearität elektronischer Schaltungen vorgestellt, das gerade dieses unumgängliche Rauschen

benutzt, um in einem stochastischen Meßverfahren (Impuls-)Amplituden möglichst genau zu bestimmen.

Die Anforderungen an die Genauigkeit für die Bestimmung der Nichtlinearität von Pulsübertragungssystemen werden von dem jeweiligen Einsatzbereich bestimmt. Anwendungsgebiete der Pulshöhenanalyse sind z.B. Belastungsmessungen für die Schadensfrüherkennung (von nicht unbedingt elektronischen Übertragungssystemen), Grenzwert erfassungen, Messung von radioaktiver Strahlung usw. Da letztere, die Kernstrahlungsmeßtechnik, mit die höchsten Anforderungen an die Linearität von Pulsübertragungssystemen stellt (s.u.), soll beispielhaft für sie in dieser Arbeit ein typischer Meßkanal zur Bestimmung der Energie einzelner Teilchen bzw. Quanten und daraus resultierend die Forderung nach hochlinearen Puls-Übertragungssystemen (Pulsverstärkern) dargestellt werden.

1.2 MESSKANAL ZUR BESTIMMUNG DER KINETISCHEN ENERGIE VON TEILCHEN BZW. QUANTEN

In der Kernstrahlungsmeßtechnik findet die Pulshöhenanalyse auf vielen Gebieten wie z.B. der kernphysikalischen und -chemischen Forschung, der industriellen Produktionskontrolle und der Umweltforschung (Falloutanalyse) Anwendung. Ein wichtiger Aspekt ist hierbei die Bestimmung der kinetischen Energie von Teilchen bzw. Quanten. Eingesetzt wird hierzu ein energiedispersiv arbeitender Strahlungsdetektor mit nachgeschalteter Meßelektronik, der für jedes detektierte Teilchen bzw. Quant ein pulsförmiges Signal liefert, dessen Amplitude im

wesentlichen der kinetischen Energie des Teilchens bzw. Quants proportional ist.

Für die Identifikation schwerer Ionen, Röntgenquanten und Gammastrahlen werden neben Proportionalzählern und Szintillationsdetektoren hauptsächlich Halbleiterdetektoren aus Germanium und Silizium verwendet /5,6/. Die Halbleiterdetektoren zeichnen sich durch eine hohe Energieauflösung ($\approx 1\%$) bei geringer Auslöseenergie pro Ladungsträgerpaar aus /7/. Die hochauflösende Messung der Amplitudenverteilung (Spektrum) erfordert deshalb, daß die im Signalpfad der Meßelektronik vorhandenen Pulsverstärker extrem geringe Nichtlinearität aufweisen, um auch noch eng benachbarte Spektrallinien verzerrungsfrei aufzulösen.

Eine typische Meßanordnung mit Halbleiterdetektor ist in Abb. 1.2 dargestellt. Der Detektor wird über einen Vorwiderstand R_D in Sperrichtung betrieben und ist so dimensioniert, daß die Energie von Teilchen, die in die Sperrschicht eindringen, vollständig absorbiert wird. Hierbei erzeugen die ionisierenden Teilchen Ladungsträgerpaare, die durch die anliegende Spannung zu den Kontakten hin beschleunigt werden. Die freigesetzte Ladungsmenge Q läßt sich in guter Näherung durch

$$Q = \frac{E}{w} q \quad (1-3)$$

beschreiben.

E Kinetische Energie des Teilchens

w Auslöseenergie pro Ladungsträgerpaar

(Silizium: $w = 3.6$ eV, Germanium: $w = 2.8$ eV)

q Elementarladung ($1.6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb)

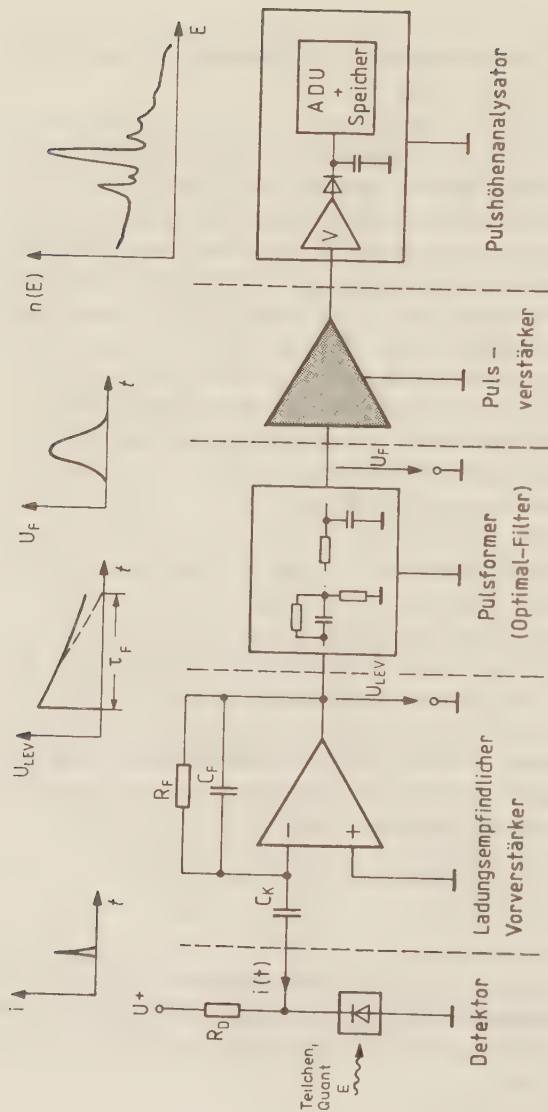


Abb. 1.2: Typische Meßanordnung zur Bestimmung der kinetischen Energie von Teilchen bzw. Quanten (Pulshöhenanalyse)

Die freigesetzte Ladungsmenge verursacht einen Strompuls $i(t)$, der in Abhängigkeit von der Detektorgeometrie, der Sperrspannung und der Art und Orientierung des ionisierenden Teilchens eine Dauer t_i in der Größenordnung von nsec bis μsec hat (s. Abb. 1.2). Mit einem ladungsempfindlichen Verstärker (LEV) wird die Ladung Q mit dem Konversionsfaktor $1/C_F$ in einen Spannungssprung konvertiert, der mit der Zeitkonstanten $\tau_F = R_F \cdot C_F$ abklingt (tail-pulse). Für $t_i \ll \tau_F$ ist die Amplitude des Spannungssprungs am Ausgang des LEV der Ladung Q somit direkt proportional.

$$U_{\text{LEV}} = \frac{Q}{C_F} \quad (1-4)$$

und somit

$$U_{\text{LEV}} = \frac{q}{w \cdot C_F} \cdot E \quad (1-5)$$

Zur Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses wird das Ausgangssignal des LEV gefiltert und schließlich mit hochlinearen Pulsverstärkern auf Spannungswerte gebracht, die den Dynamikbereich des nachgeschalteten Pulshöhenanalysators bestmöglich ausnutzen. Der Pulshöhenanalysator (s. Kap. 2) liefert nach Auswertung der Amplituden einer hinreichend großen Anzahl von Pulsen eine Häufigkeitsverteilung $n(E)$ der Energien der detektierten Teilchen bzw. Quanten (Spektrum).

Bei einer üblichen Auflösung des Pulshöhenanalysators von 10 bis 13 Bit wird die quantitative Separierung und Identifizierung von Teilchen mit engbenachbarten Energien von der Linearität der eingesetzten Pulsverstärker wesentlich mit beeinflusst.

Die nichtlinearen Eigenschaften der Pulsverstärker lassen sich somit am zweckmäßigsten durch die Integrale Nichtlinearität beschreiben, da sie ein direktes Maß für die Verzerrung der Energieachse ist. Die Differentielle Nichtlinearität gibt hingegen die Verzerrung der Häufigkeitsachse, d.h. der Intensitätsachse, an.

Die Grundlagen zur Theorie und Dimensionierung des Detektors, des ladungsempfindlichen Verstärkers, der Filterschaltung sowie weiterer hier nicht vorgestellter Spezialschaltungen (z.B. Pile-up Unterdrückung) können /5,8,9,10/ entnommen werden.

1.3 NICHTLINEARITÄTEN VON PULSVERSTÄRKERN

Pulsverstärker sind in der Regel Breitbandverstärker. Die unteren Grenzwerte für Anstiegs- und Abfallzeiten von (Eingangs-)Pulsen werden von der Forderung nach einer ausreichend verbleibenden Ringverstärkung bestimmt. Bedingt durch das Vorschalten von Optimalfiltern zur Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses sind für Anstiegs- und Abfallzeiten Werte größer als 100 nsec zu erwarten.

Das Spektrum der auf dem Markt befindlichen Pulsverstärker reicht vom universellen Spektroskopieverstärker /11/ mit Sonderfunktionen wie variable Pulsformung, Basislinienregelung (baseline restoration, BLR) und variabler Verstärkung bis hin zum hochspezialisierten in Hybridtechnik aufgebauten

Pulsverstärker für den Einsatz in speziellen Weltraumexperimenten /12/.

Ihre nichtlinearen Eigenschaften bezüglich des Verhältnisses von Ausgangsamplitude zu Eingangsamplitude werden im wesentlichen durch die Begrenzung der Anstiegsgeschwindigkeit (Slewrate) des Ausgangssignals, einer zu geringen Ringverstärkung zur Linearisierung durch Gegenkopplung sowie durch die Puls-wiederholfrequenz bei Verstärkern mit Basislinienregelung bestimmt.

Es ist somit unbedingt erforderlich, daß bei allen Angaben zur Integralen bzw. Differentiellen Nichtlinearität, neben den vorgenommenen Verstärkereinstellungen, das Eingangssignal durch die Anstiegs- und Abfallzeiten, die Pulsbreite (z.B. FWHM-Wert) und die Pulswiederholfrequenz charakterisiert wird /13/.

In dem folgenden Kapitel werden die bisher gebräuchlichen Meßverfahren zur Bestimmung der Integralen- und/oder Differentiellen Nichtlinearität beschrieben. Ab Kapitel 3 folgt der eigene Beitrag, ein neuartiges stochastisches Meßverfahren zur Bestimmung der Integralen Nichtlinearität von Pulsverstärkern.

2 BEKANNTE MESSVERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DER INTEGRALEN NICHTLINEARITÄT VON PULSVERSTÄRKERN

2.1 DAS BRÜCKENVERFAHREN

Dieses Verfahren wird in der schon weiter oben erwähnten Publikation 340 der "International Electronic Comission" /4/ beschrieben und zur Messung der Integralen Nichtlinearität von Pulsverstärkern vorgeschlagen. Der zu testende Pulsverstärker wird hier und in allen folgenden Kapiteln als DUT (Device Under Test) bezeichnet.

2.1.1 MESSPRINZIP

Die Meßanordnung ist in Abb. 2.1 dargestellt. Das Brückenverfahren beruht auf der Messung der Amplitudendifferenz zwischen der Ausgangsspannung U_{DUT} des DUT und einer Vergleichsspannung U_I , die sich proportional zur Eingangsspannung U_E des DUT ändert. Die gemessene Differenz, bezogen auf die maximale Ausgangsspannung des DUT, ergibt die Integrale Nichtlinearität als Funktion der Eingangsspannung des DUT.

Ein Pulsgenerator (Rechteck-) versorgt gleichzeitig über einen variabel einstellbaren Hauptabschwächer einen Leitungszug zur Bereitstellung der Vergleichsspannung U_I und einen zweiten Leitungszug zur Ansteuerung des DUT.

Im DUT-Leitungszug wird die Rechteck-Spannung U_{p1} um einen konstanten Faktor (Festwertabschwächer) auf

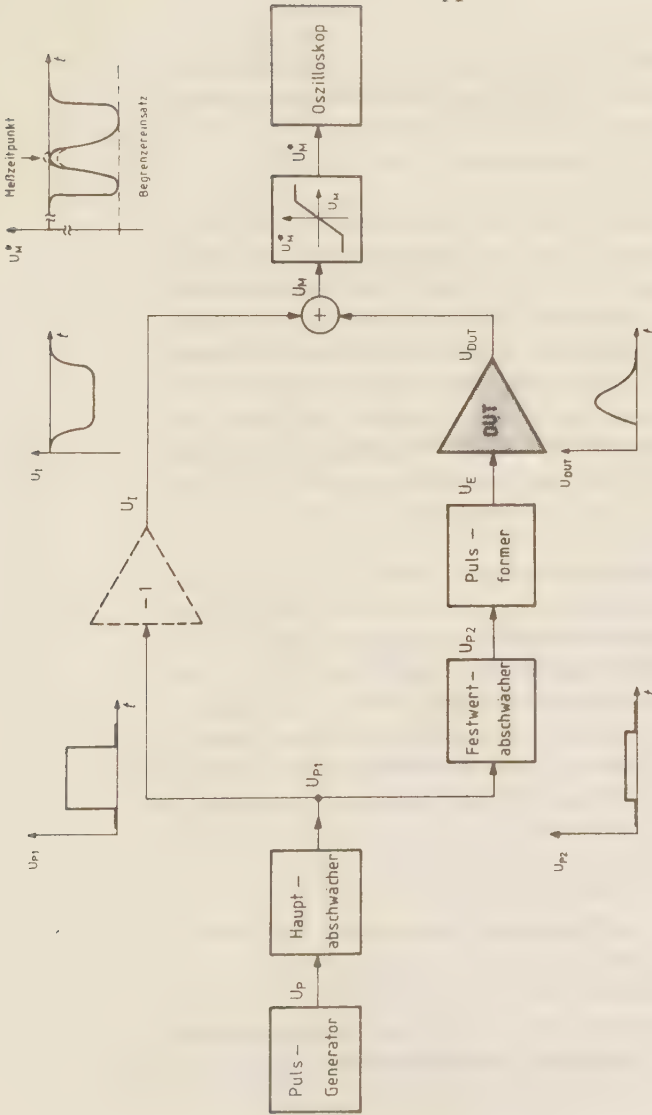


Abb. 2.1: Meßanordnung zur Bestimmung der Integralen Nichtlinearität nach dem Brückenverfahren

U_{P2} abgeschwächt (s.u.) und steht nach Einstellen von Pulscharakteristika, wie z.B. Anstiegs- und Abfallzeit, durch einen nachgeschalteten Pulsformer dem DUT als Eingangssignal U_E zur Verfügung.

Im Leitungszug zur Bereitstellung der Vergleichsspannung U_I muß, falls das DUT ein nichtinvertierender Verstärker ist, eine Signalinversion erfolgen, da die Amplitudendifferenz über ein passives Summationsnetzwerk gebildet wird. Die Differenzspannung U_M gelangt über einen Begrenzer zur Auswertung auf ein Oszilloskop. Durch den Begrenzer wird eine unzulässige Übersteuerung des Y-Verstärkers des Oszilloskops zu Zeiten sehr unterschiedlicher Signalverläufe von U_{DUT} und U_I verhindert.

Zur Einstellung des Bezugspunktes $U_{DUT}(U_{E,max})$ der Übertragungskennlinie des DUT wird die Vergleichsspannung U_I über den Hauptabschwächer gleich dem Betrag der maximal gewünschten Amplitude $U_{DUT,max}$ gesetzt. Danach wird der Dämpfungsfaktor des Festwertabschwächers so weit reduziert, bis die Amplituden von U_{DUT} und U_I vom Betrag her identisch sind. Hierzu wird die Amplitudendifferenz ΔU_M^* (d.h. U_M^* zum Meßzeitpunkt) bestmöglich auf $\Delta U_M^* \approx 0V$ eingestellt.

Zur Messung der Integralen Nichtlinearität wird nun U_I über den Hauptabschwächer schrittweise reduziert und somit auch U_{P2} ($\sim U_E$) im gleichen Verhältnis. Die sich einstellende Amplitudendifferenz ΔU_M^* wird mit dem Oszilloskop gemessen. Die Integrale Nichtlinearität berechnet sich dann zu /4/

$$\text{INL } (U_E) = \frac{|\Delta U_M^* (U_E)|}{|U_{DUT, \max}|} \quad (2-1)$$

2.1.2 DISSKUSSION DES MESSVERFAHRENS

Die Vorteile des Brückenverfahrens liegen in

- der gerätetechnisch einfachen Durchführung (normale Laborausstattung)
- der direkten Interpretierbarkeit der Meßergebnisse
- der Unempfindlichkeit gegenüber Schwankungen von U_{P1} (z.B. Temperaturdrift)
- und dem kleinen, von der Auswertelektronik (hier: Oszilloskop) linear zu verarbeitenden Dynamikbereich (zum Meßzeitpunkt!)

Die Nachteile des Brückenverfahrens ergeben sich aus der Beschränkung der Meßgenauigkeit, verursacht durch

- Nichtlinearitäten des invertierenden Verstärkers zur Erzeugung der Vergleichsspannung U_I
- Nichtlinearitäten des Pulsformers
- die nicht ganz rückwirkungsfreie, nichtlineare Last (Begrenzer), hervorgerufen durch das Summationsnetzwerk

- eine evtl. zu lange Erholzeit des kurzzeitig übersteuerten Y-Verstärkers des Oszilloskops.

Vom Prinzip her scheint eine Korrektur des Nichtlinearität des invertierenden Verstärkers (Vergleichsspannung U_I) durch eine Kalibrierungsmessung möglich zu sein. Hierbei muß allerdings ein konstanter Verlauf des Pulsdaches von U_I über der Zeit vorausgesetzt werden, der durch Effekte wie Einschwingverhalten und begrenzte Bandbreite nicht immer mit ausreichender Genauigkeit zu gewährleisten ist. Nichtlinearitäten, verursacht durch den Pulsformer, lassen sich nicht korrigieren. Sie werden als Nichtlinearität des DUT interpretiert.

Die gegenseitige Beeinflussung der beiden Signalquellen U_{DUT} und U_I über den Summierer sowie eine in weiten Bereichen nichtlineare Last, verursacht durch den Begrenzer, können ebenfalls zu ungenauen Messungen aufgrund von geringen Verzerrungen der Amplituden von U_{DUT} und U_I führen. Schließlich kann, bedingt durch eine geringe Übersteuerungsfestigkeit und somit lange Erholzeit des Y-Verstärkers (des Oszilloskops), die angezeigte Amplitudendifferenz (zum Meßzeitpunkt) wesentlich vom wahren Wert abweichen.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß das Brückenverfahren zur Messung der Integralen Nichtlinearität von invertierenden Pulsverstärkern für den "mittleren" Genauigkeitsbereich ($\% < INL < \%$) eingesetzt werden

kann. Für nichtinvertierende Pulsverstärker müssen jedoch andere Meßmethoden herangezogen werden, da durch die zusätzlich benötigte Signalinversion für die Vergleichsspannung die Messungen ungenauer werden.

Es hat sich deshalb ein anderes Verfahren zur Bestimmung der Integralen und auch der Differentiellen Nichtlinearität von Pulsverstärkern durchgesetzt. Es handelt sich um das Puls-Rampen-Verfahren, das in der angelsächsischen Literatur als Sliding-Pulse-Method bezeichnet wird. Es wird im anschließenden Abschnitt näher behandelt.

2.2 DAS PULS-RAMPENVERFAHREN

2.2.1 GRUNDLAGEN

Gemäß den Überlegungen aus Kap. 1.1 soll an dieser Stelle ein Übertragungssystem betrachtet werden, dessen nichtlineare Übertragungskennlinie (s. auch Abb. 1.1) durch

$$y = g(x) \quad (2-2)$$

beschrieben werden kann. Unter x ist wiederum die Pulseingangs- und unter y die Pulsausgangsamplitude zu verstehen.

Bei bekannter Dichte f_x der Amplituden des Eingangssignals x lassen sich nun Terme für die Beschreibung der Nichtlinearität von $g(x)$ aus Kenntnis der Dichte f_y der Amplituden des Ausgangssignals y angeben /14/.

Technisch wichtigen Amplitudendichten zur Untersuchung des Übertragungsverhaltens von elektronischen Schaltungen liefern Pulse, die mit dreieckförmigen Signalen (Gleichverteilung) bzw. sinusförmigen Signalen amplitudenmoduliert sind. Es können aber auch radioaktive Strahlungsquellen zur Erzeugung von definierten Amplitudendichten herangezogen werden. Als Beispiel sei hier die Energieverteilung von Elektronen nach Comptonstreuung von Photonen (z.B. Gamma- und Röntgenstrahlen) angeführt /15/.

Für die folgende Beschreibung des Puls-Rampenverfahrens wird von der Pulsamplitudenmodulation mit

dreieckförmigen Signalen Gebrauch gemacht, da sie anschauliche, leicht interpretierbare Ergebnisse liefert und in der praktischen Meßtechnik die größere Anwendung findet. In Abb. 2.2 sind die Amplitudendichten von dreieck- und sinusförmigen Signalen dargestellt.

Zur Berechnung der Differentiellen und Integralen Nichtlinearität als Funktion von $f_x(\xi)$ und $f_y(\zeta)$ sei vorausgesetzt, daß die Übertragungskennlinie $y = g(x)$ streng monoton verläuft und somit die Existenz der zu $g(x)$ inversen Funktion $\varphi(y)$ gesichert ist. Also ist

$$x = \varphi(y) = \varphi[g(x)] \quad (2-3)$$

Weiter sei angenommen, daß

$$x_{\min} = 0 \leq x \leq x_{\max} \quad (2-4)$$

gelte.

Differentielle Nichtlinearität

Entsprechend (1-2) läßt sich die Differentielle Nichtlinearität DNL mit (2-3) und (2-4) als Funktion von y darstellen.

$$DNL(y) = 1 - \frac{\varphi'(y) \cdot y_{\max}}{\varphi(y_{\max})} \quad (2-5)$$

wobei

$$\varphi'(y) = \frac{d\varphi(y)}{dy} \quad \text{und} \quad \varphi(y_{\max}) = x_{\max}$$

Nun gilt aber /14/

$$f_y(\zeta) = \varphi'(\zeta) \cdot f_x[\varphi(\zeta)] \quad (2-6)$$

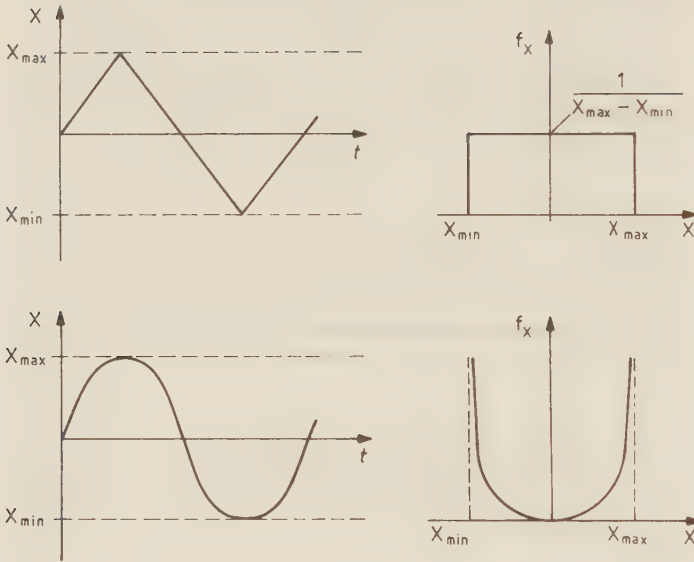


Abb. 2.2: Zeitverläufe und Amplitudendichten von dreieckförmigen und sinusförmigen Signalen

und somit

$$\varphi'(\zeta) = \frac{f_Y(\zeta)}{f_X[\varphi(\zeta)]} \quad (2-7)$$

Mit den Mittelwerten der Dichten

$$\bar{f}_X = \frac{1}{x_{\max}} \int_0^{x_{\max}} f_X(\xi) d\xi = \frac{1}{x_{\max}}$$

$$\bar{f}_Y = \frac{1}{y_{\max}} \int_0^{y_{\max}} f_Y(\zeta) d\zeta = \frac{1}{y_{\max}}$$

ist schließlich

$$\text{DNL}(\zeta) = 1 - \frac{f_Y(\zeta)}{\bar{f}_Y} \quad (2-8)$$

Integrale Nichtlinearität

Die Vorgehensweise ist die gleiche wie bei der Berechnung der Differentiellen Nichtlinearität. Mit (1-1), (2-3) und (2-4) ist

$$\text{INL}(y) = \frac{\varphi(y)}{\varphi(y_{\max})} - \frac{y}{y_{\max}} \quad (2-9)$$

Aus (2-7) folgt

$$\varphi(y) = \int_0^y \varphi'(\zeta) d\zeta = \varphi(y_{\max}) \int_0^y f_Y(\zeta) d\zeta$$

Außerdem gilt

$$\frac{\varphi(y_{\max})}{y_{\max}} y = \varphi(y_{\max}) \int_0^y \bar{f}_y d\zeta$$

so daß schließlich

$$\text{INL}(y) = \int_0^y \left(f_y(\zeta) - \bar{f}_y \right) d\zeta \quad (2-10)$$

ist.

Zusammenfassend sind die Verläufe von $x = \varphi(y)$, f_y , DNL und INL in Abb. 2.3 dargestellt.

2.2.2 MESSTECHNISCHE REALISIERUNG

Zur Gewinnung von (periodischen) Pulsfolgen mit einer gleichverteilten Amplitudendichte wird ein sich langsam änderndes ($\sim V/s$), hochlineares dreieckförmiges Signal entsprechend der gewünschten Pulsfolgefrequenz f_p abgetastet (s. Abb. 2.4). Nach Pulsdehnung und Pulsformung liegen Pulse mit zeitproportional ansteigenden bzw. abfallenden Amplituden vor (sliding pulse train). Wegen der inkrementalen Erzeugung der Pulsamplituden ($\Delta U_{AB} = \frac{dU_{\Delta}}{dt}/f_p$) wird eine Gleichverteilung erst nach einer großen Anzahl von Perioden von U_{Δ} bei unabhängig voneinander laufenden Generatoren für U_{Δ} und f_p erreicht. Eine starre Synchronisation beider Generatoren hätte für jede Periode von U_{Δ} Pulsfolgen mit gleichen diskreten Amplitudenwerten zur Folge.

Nach Durchlaufen des DUT werden die Amplituden der Pulse mit einem Spitzenwertdetektor gemessen und zur

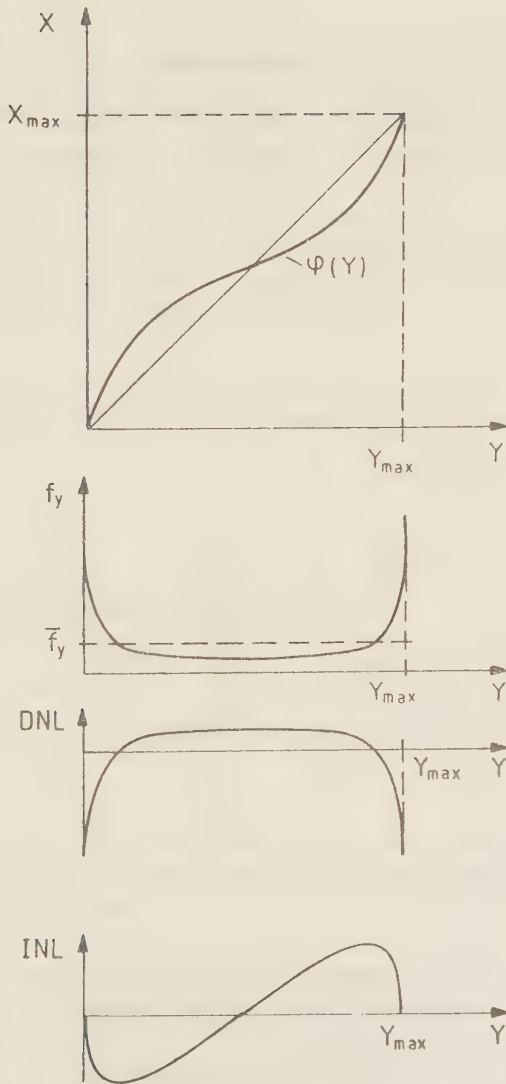
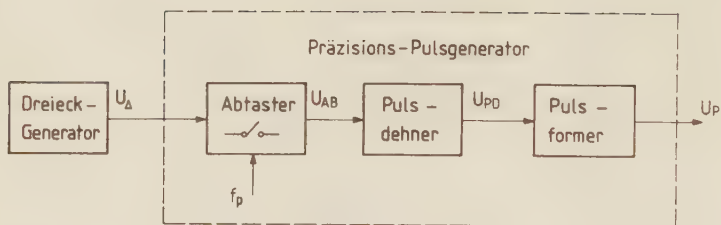
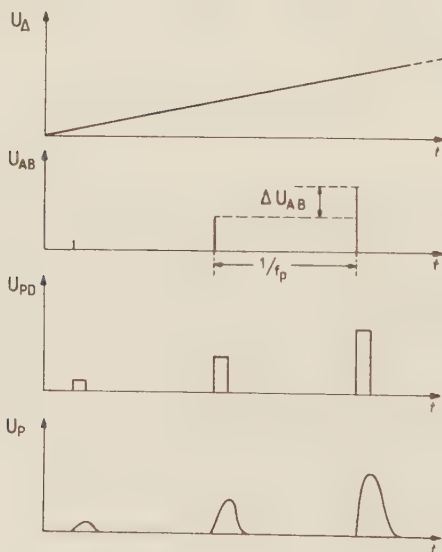


Abb. 2.3: Verläufe von f_y , DNL und INL bei gegebener (inversen) Übertragungskennlinie $x = \varphi(y)$ und gleichverteilter Amplitudendichte des Eingangssignals



a)



b)

Abb. 2.4: a) Blockschalbild zur Generierung von Pulsfolgen mit gleichverteilter Amplitudendichte

b) Zeitverläufe zur Generierung von Pulsfolgen

Auswertung auf einen linearen Quantisierer (Analog/Digital-Umsetzer, ADU) gegeben. Die Häufigkeit des Auftretens von Pulsmaxima in den einzelnen Kanälen des Quantisierers, bezogen auf die mittlere Häufigkeit pro Kanal, stellt somit nach (2-8) eine Schätzung für die Differentielle Nichtlinearität des DUT dar. Diese Schätzung geht erst bei beliebig großer Auflösung des ADU (die Quantisierungsschrittweite geht gegen Null) und beliebig hoher Pulszahl gegen den mit (2-8) ermittelten wahren Wert.

In Abb. 2.5 ist der gesamte Meßkanal als Blockschaltbild dargestellt.

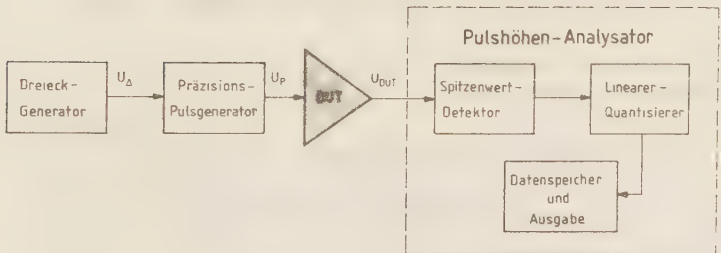


Abb. 2.5: Gesamtblockschaltbild zum Puls-Rampenverfahren

Die Anordnung aus Spitzenwertdetektor und linearem Quantisierer mit nachfolgender Speicher- und Ausgabeeinheit für die Häufigkeitsverteilung wird als Pulshöhen-Analysator oder kurz als PHA bezeichnet.

Durch den Quantisierer geht die kontinuierliche Amplitudendichte $f_Y(\zeta)$ in eine diskrete Wahrscheinlichkeit $f_q(k)$ über.

Mit

$$f_q(k) = \frac{n_k}{n_{\text{ges}}} \quad (2-11)$$

ergibt sich nach Vergleich mit (2-6) und (2-8)

$$\text{DNL}(k) = 1 - \frac{n_k}{\bar{n}} \quad (2-12)$$

und

$$\text{INL}(k) = \frac{1}{n_{\text{ges}}} \sum_{i=1}^k (n_i - \bar{n}) \quad (2-13)$$

wobei

$$n_{\text{ges}} = \sum_{k=1}^K n_k \quad \text{und} \quad \bar{n} = \frac{n_{\text{ges}}}{K} \quad \text{sind.}$$

Hierbei bedeuten:

- q Quantisierungsintervall, Kanalbreite
- k Bezeichnung eines Kanals des Quantisierers
- K Maximale Kanalzahl des linearen Quantisierers ($\hat{=}$ Auflösung)
- n_k Häufigkeit des Auftretens von Pulsmaxima im Kanal k des linearen Quantisierers
- n_{ges} Gesamtimpulszahl (der betrachteten Kanäle)

$\bar{n}$ Mittlere Häufigkeit des Auftretens von
Pulsmaxima in allen (betrachteten) Kanä-
len des linearen Quantisierers

2.2.3 FEHLERQUELLEN

Abgesehen von Meßfehlern, verursacht durch den Syn-
chronlauf der beiden Signalgeneratoren, durch Tempe-
raturdriften usw., werden die Meßergebnisse haupt-
sächlich durch

- die nichtlinearen Eigenschaften der Signal-
generatoren und des Pulshöhenanalysators
(PHA),
- durch das den Pulsen überlagerte Rauschen,
- sowie durch eine zu kurze Meßzeit

verfälscht.

Generatoren und Pulshöhenanalysator

Die Nichtlinearitäten der Signalgeneratoren und des
PHA lassen sich prinzipiell durch eine Kalibrie-
rungsmessung, d.h. ohne ein DUT im Signalpfad, mes-
sen und somit eliminieren /16/. Eine u.a. wichtige
Voraussetzung ist allerdings, daß die Pulsform des
DUT-Ausgangssignals bestmöglich nachgebildet wird.
Zur Vermeidung der hierdurch bedingten langen Meß-
zeiten und der somit benötigten Langzeitstabilität
der einzelnen Komponenten werden die Generatoren

und der PHA möglichst so ausgelegt, daß der durch sie verursachte Fehler vernachlässigbar bleibt und auf eine Kalibrierungsmessung verzichtet werden kann /17,18,19,20,21/.

Überlagertes Rauschen

Das den Pulsen überlagerte Rauschen führt zu einer Randverzerrung der Häufigkeitsverteilung $f_q(k)$ und läßt sich nicht korrigieren. Wie nachfolgend gezeigt wird, wird dadurch die Messung kleiner Pulsamplituden verhindert.

Den Pulsen U_p sei gemäß Abb. 2.6 eine Rauschspannung U_R mit der Amplitudendichte f_{U_R} linear überlagert, so daß sich resultierend Spannungspulse U_E mit der Dichte f_{U_E} ergeben.

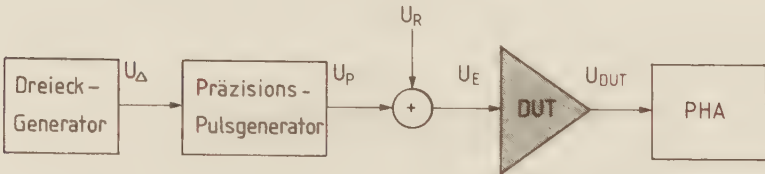


Abb. 2.6: Zur Verzerrung der Amplituden-Gleichverteilung durch überlagertes Rauschen

Zur Berechnung von f_{U_E} sei zuerst vereinfachend angenommen, daß nur Werte von U_E zum Zeitpunkt t_M des Maximums von $U_p (= U_{p,max})$ betrachtet werden. Da

$U_{p,\max}$ und U_R als unabhängige Zufallsvariable aufgefaßt werden können, ergibt sich die Dichte f_{U_E} aus der Faltung von $f_{U_{p,\max}}$ mit f_{U_R} . Unter der Voraussetzung einer gleichverteilten Amplitudendichte $f_{U_{p,\max}}$ für U_p im Intervall $0 \leq U_{p,\max} \leq a$ ist dann (im Hinblick auf das Faltungsintegral)

$$f_{U_{p,\max}}(\xi - \zeta) = \begin{cases} \frac{1}{a} & \text{für } 0 \leq (\xi - \zeta) \leq a \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

$$f_{U_E}(\xi) = \int_{-\infty}^{\infty} f_{U_R}(\zeta) f_{U_{p,\max}}(\xi - \zeta) d\zeta$$

$$\rightarrow f_{U_E}(\xi) = \frac{1}{a} \int_{\xi-a}^{\xi} f_{U_R}(\zeta) d\zeta$$

und schließlich mit der Verteilungsfunktion F_{U_R} der Amplituden der Rauschspannung

$$f_{U_E}(\xi) = \frac{1}{a} \left[F_{U_R}(\xi) - F_{U_R}(\xi - a) \right] \quad (2-14)$$

In Abb. 2.7 ist f_{U_E} für eine normalverteilte Amplitudendichte von U_R mit dem Mittelwert $\mu_{U_R} = 0$ qualitativ dargestellt. Wie man sieht, ist die Gleichverteilung in der Umgebung der Intervallgrenzen gestört (Randverzerrung).

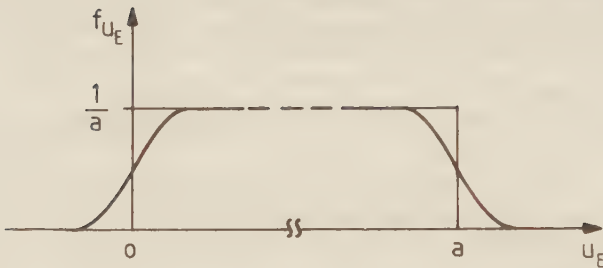


Abb. 2.7: Randverzerrte Amplitudendichte durch überlagertes Rauschen

Die vereinfachende Annahme, daß die Amplituden der mit Rauschen überlagerten Pulse U_E genau zum Zeitpunkt t_M ($U_p(t_M) = U_{p,max}$) gemessen werden, gilt in der Praxis nicht, da die "wahren" Amplituden von U_E mit einem Spitzenwertdetektor bestimmt werden. In erster Näherung kann der Spitzenwertdetektor des Pulshöhenanalysators durch die in Abb. 2.8a dargestellte Schaltung beschrieben werden.

Zur Vermeidung von Fehlmessungen wird der Spitzenwertdetektor nur in der Umgebung des Pulsmaximums aktiviert (Abb. 2.8b). Dieses Zeitfenster kann amplitudenabhängig und/oder zeitabhängig gesteuert werden. Die Breite t_w des Zeitfensters wird durch die endliche Slewrate des Eingangsverstärkers V_1 nach unten hin begrenzt.

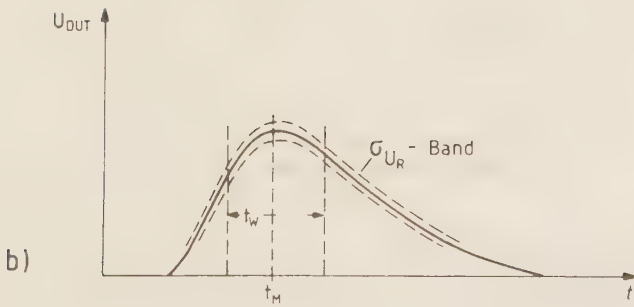
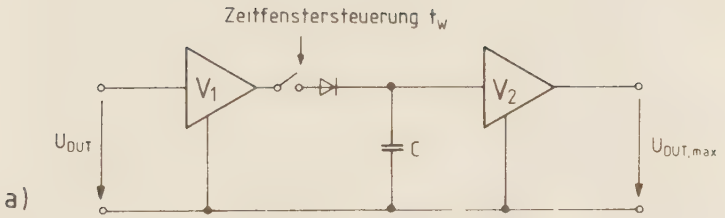


Abb. 2.8: a) Prinzipschaltung eines Spitzenwertdetektors
 b) Pulsspannung mit überlagertem Rauschen
 ($\sigma_{U_R} \hat{=}$ Rauscheffektivwert)

Je nach Flachheit des Pulsdaches, der Bandbreite des Rauschens und der Breite t_w des Zeitfensters wird der gemessene Spitzenwert über der Amplitude des rauschfreien Pulses liegen /22,23/. In Abb. 2.9 ist der qualitative Verlauf der resultierenden Dichte und der auszuwertende Bereich dargestellt.

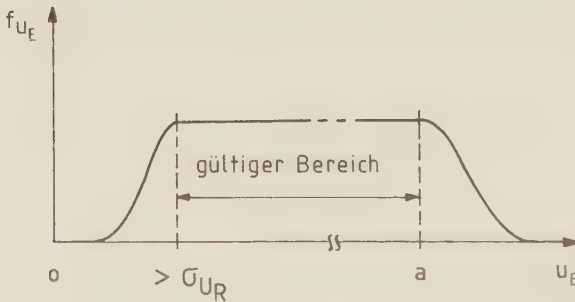


Abb. 2.9: Resultierende Amplitudendichte nach linearer Überlagerung der Pulse durch Rauschen und Messung der Spitzenwerte nach Abb. 2.8

Für kleine Amplituden liegt eine starke Verzerrung der Gleichverteilung vor, so daß dieser Bereich aus der Auswertung herausgenommen werden muß. Eine Nullpunkt bezogene Messung (s. Kap. 1, Abb. 1.1) ist somit nicht möglich. Für die Praxis bedeutet die Reduzierung des Auswertebereiches eine kleinere Integralknichtlinearität (also ein besseres Meßergebnis), da die Übertragungskennlinien der Pulsverstärker in den meisten Fällen streng monoton und ohne Wendepunkt verlaufen.

Meßzeit

Das Ergebnis des Puls-Rampenverfahrens, die Häufigkeitsverteilung $f_q(k)$, kann mit hinreichender Genauigkeit nur dann interpretiert werden, wenn eine entsprechend gute Gleichverteilung der Pulsamplituden vorliegt. Aufgrund der Generierung der Pulsfolgen (s.o. Kap. 2.2.2) wird sich eine Gleichverteilung erst nach einer großen Anzahl von Perioden des dreieckförmigen Signals (U_{Δ}) einstellen. Die in /24/ durchgeführten Messungen mit dem Puls-Rampenverfahren haben gezeigt, daß für eine geforderte Gleichverteilung mit $(n_k - \bar{n})/\bar{n} < 10^{-5}$ (s. auch S. 24) eine Meßzeit von einigen Stunden benötigt wurde.

(Voreinstellungen:

$$\frac{dU_{\Delta}}{dt} \approx 5 \text{ V/s} , \quad f_p = 20 \text{ kHz} , \quad 0\text{V} \leq U_p \leq 10 \text{ V} ,$$

Auflösung des ADU: 10 Bit)

2.2.4 DISKUSSION DES MESSVERFAHRENS

Ein großer, linear zu verarbeitender Amplitudenbereich (Dynamik-) erfordert, daß die Nichtlinearitäten der Signalgeneratoren und der Auswerteelektronik (PHA) über den gesamten Dynamikbereich wesentlich kleiner sind als die des DUT. Vor allem dann, wenn eine Kalibrierungsmessung aus zeitlichen oder auch thermischen Gründen nicht sinnvoll ist. Dies erfordert den Einsatz von (teurer) Präzisionselektronik, die, im Gegensatz zu den Anforderungen des Brückenverfahrens an die Meßelektronik, nicht zu einer normalen Laborausrüstung gehört.

Praktische Erfahrungen mit dem Puls-Rampenverfahren /24/ haben gezeigt, daß nicht nur das überlagerte Rauschen, sondern auch interne Störungen des PHA durch die Digitalelektronik eine direkte Messung kleiner Amplitudenbereiche (≤ 100 mV) nicht gestatten. Man behilft sich im allgemeinen mit der Zwischenschaltung (zwischen DUT und PHA) eines Verstärkers, dessen Nichtlinearitäten natürlich das Meßergebnis mit beeinflussen. Mit diesem Verfahren lassen sich bei entsprechender Meßzeit Integrale Nichtlinearitäten von einigen Promille (‰) und darunter messen.

Vorgeschlagen wird das Puls-Rampenverfahren von der "International Electronic Commission" zur Messung der Differentiellen Nichtlinearität (und das Brückenverfahren zur Messung der Integralen Nichtlinearität!) von Pulsverstärkern /4/.

3 EIN NEUARTIGES MESSVERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DER INTEGRALEN NICHTLINEARITÄT VON PULSVER- STÄRKERN

3.1 ZIEL DES MESSVERFAHRENS

Wie in dem vorangegangenen Kapitel gezeigt wurde, weisen das Brückenverfahren und das Puls-Rampenverfahren eine Reihe von Schwächen auf, die die Genauigkeit der Meßergebnisse und den Einsatzbereich einschränken.

Ein Hauptziel dieser Arbeit war es, ein Meßverfahren zu entwickeln und zu realisieren, das die Meßgenauigkeiten der bekannten Verfahren erreicht und übertrifft, und darüber hinaus Störungen, z.B. durch überlartes Rauschen und Temperaturdriften, bestmöglich eliminiert. Hierbei sollte der Einsatz von Präzisionselektronik durch Verwendung neuer Meßkonzepte möglichst vermieden werden, so daß dieses Meßverfahren auch kostengünstig zu realisieren ist.

Die verwendeten Meßkonzepte sind so gewählt, daß sie die prinzipiellen Schwächen der Pulshöhenanalyse für die Auswerteelektronik vermeiden. Sie werden nachfolgend erläutert.

a) Großer Dynamikbereich der Auswerteelektronik

Die hochauflösende, lineare Messung von Pulsamplituden erfordert eine Auswerteelektronik, deren Eigennichtlinearitäten gegenüber den zu messenden Nichtlinearitäten über den gesamten Dynamikbereich vernachlässigbar sind.

Eine wesentliche Verkleinerung des zu verarbeitenden Dynamikbereichs wird durch eine "laufende Normierung" der zu messenden Amplituden erreicht. Hierzu wird bei Einstellung der Eingangsamplituden durch einen Abschwächer die Ausgangsamplitude soweit abgeschwächt, daß das Produkt beider Abschwächungsfaktoren konstant bleibt (und somit als Nebeneffekt auch der relative Fehler). Abweichungen von den normierten Ausgangsamplituden werden allein durch die nichtlineare Übertragungskennlinie des DUT hervorgerufen (s. Kap. 3.2.1)

b) Hohe Absolutgenauigkeit aller Komponenten

Die Realisierung einer "laufenden Normierung" der zu messenden Amplituden setzt u.a. eine hohe Absolutgenauigkeit aller Komponenten voraus. Geringste Ungenauigkeiten, verursacht durch Temperatureffekte, fehlerhafte Normierungen usw., werden als Nichtlinearität des DUT fehlinterpretiert.

Abhilfe schaffen hier Relativmessungen mit Hilfe eines zusätzlichen Kalibrierungszweiges (s. Kap. 3.2.2).

c) Störungen der Pulsamplitude durch überlagertes Rauschen

Wie in Kap. 2.2.3 gezeigt wurde, ergibt die Messung von Amplituden mit Spitzenwertdetektoren, bedingt durch das überlagerte Rauschen, einen zu hohen Meßwert.

Zur Vermeidung dieses Fehlers ist eine spezielle Meßelektronik entwickelt worden, mit der über stochastische Verfahren sowohl der Zeitpunkt des "ungestörten" Pulsmaximums ($\hat{=}$ Meßzeitpunkt) als auch - basierend auf diesen Meßzeitpunkt - das "ungestörte" Pulsmaximum selbst bestimmt (geschätzt) wird (s. Kap. 3.3).

Die gesamte Ablaufsteuerung des realisierten Meßplatzes wird von einem Mikrocomputer übernommen, so daß eine weitgehende automatische Durchführung der Linearitätsmessung sichergestellt ist.

3.2 SIGNALVORVERARBEITUNG

Das Meßverfahren läßt sich sowohl von seiner Systematik als auch von seiner Realisierung in zwei Hauptbereiche unterteilen, und zwar in die Signalvorverarbeitung mit Dynamikreduzierung inkl. Kalibrierung (s.u.) und in die Auswerteelektronik (Analyse-Einheit) zur Bestimmung der Pulsamplituden (s. Kap. 3.3).

3.2.1 DYNAMIKREDUZIERUNG DER ZU MESSENDEN AMPLITU- DEN DURCH KOMPLEMENTÄR GESTEUERTE ABSCHWÄCHER (NORMIERUNG)

Das Verfahren hierzu ist in Abb. 3.1 dargestellt. Pulse konstanter Amplitude gelangen auf den Abschwächer I, der sie entsprechend dem zu untersuchenden Eingangsdynamikbereich des DUT um den Faktor a_I abschwächt. Dann ist

$$U_E = a_I \cdot U_P \quad (3-1)$$

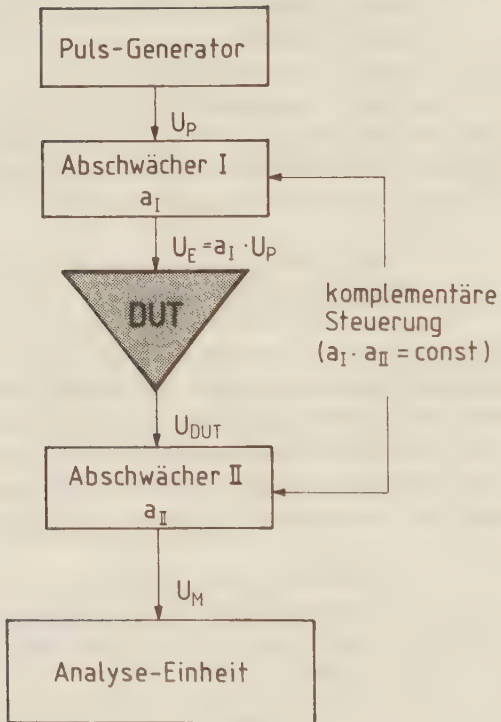


Abb. 3.1: Blockschaltbild zur Dynamikreduzierung durch komplementär gesteuerte Abschwächer

Der Eingangsdynamikbereich für U_E sei durch

$$a_{I,min} \leq a_I \leq a_{I,max} \quad (3-2)$$

festgelegt.

Nach Durchlaufen des DUT werden die Pulse vom ebenfalls einstellbaren Abschwächer II so weit gedämpft, daß das Produkt der Dämpfungsfaktoren für alle a_I nach (3-2) konstant bleibt ("laufende Normierung").

$$a_I \cdot a_{II} = a_{I,min} \cdot a_{II,max} = \text{const} \quad (3-3)$$

Der Abschwächer II wird somit komplementär zu Abschwächer I gesetzt. Bei einer ideal (linear) angenommenen Übertragungskennlinie des DUT mit der Verstärkung V_{DUT} bleibt die zu messende Spannung U_M am Ausgang des Abschwächers II über den gesamten Dynamikbereich konstant.

Sie beträgt

$$U_M = a_I \cdot a_{II} \cdot V_{DUT} \cdot U_P = \text{const.} \neq f(U_E) \quad (3-4)$$

Bei einer realen Übertragungskennlinie wird jedoch die Spannung U_M von U_E , d.h. von a_I , abhängen:

$$U_M(U_E) = a_I \cdot a_{II} \cdot V_{DUT}(U_E) \cdot U_P \quad (3-5)$$

Mit der Bezugsspannung $U_M(U_{E,max})$ (Maximalwerte der Übertragungskennlinie s. Abb. 1.1)

$$U_M(U_{E,max}) = a_{I,max} \cdot a_{II,min} \cdot V_{DUT}(U_{E,max}) \cdot U_P \quad (3-6)$$

folgt als Zwischenschritt für die relative Nichtlinearität RNL

$$RNL(U_E) = \frac{U_M(U_E) - U_M(U_{E,max})}{U_M(U_{E,max})} \quad (3-7)$$

Mit (3-5) und (3-6) wird

$$RNL(U_E) = \frac{V_{DUT}(U_E) - V_{DUT}(U_{E,max})}{V_{DUT}(U_{E,max})} \quad (3-8)$$

Die Integrale Nichtlinearität $INL(U_E)$ ergibt sich dann mit (1-1) und (3-7) zu

$$INL(U_E) = \frac{U_E}{U_{E,max}} \cdot \frac{U_M(U_E) - U_M(U_{E,max})}{U_M(U_{E,max})} \quad (3-9)$$

wobei

$$\frac{U_E}{U_{E,max}} = \frac{a_I}{a_{I,max}} \quad \text{ist.}$$

Nachteilig an diesem Verfahren ist, daß nach Einstellung und Messung der Bezugsspannung $U_M(U_{E,max})$ jede Amplitudenänderung im Signalpfad wie ein Linearitätsfehler des DUT wirkt und als solcher fehlinterpretiert wird. Eine denkbare Konsequenz wäre die Forderung nach hoher Absolutgenauigkeit aller Komponenten. Abgesehen davon, daß sie im Falle der komplementär gesteuerten Abschwächer technisch nicht sinnvoll zu realisieren ist, ermöglicht die Struktur des Signalpfads einen wesentlich besseren Lösungsweg.

3.2.2 GENAUIGKEITSVERBESSERUNG DURCH RELATIVMESSUNG MIT EINEM KALIBRIERUNGSKANAL

Die Unabhängigkeit der Meßergebnisse U_M vom jeweiligen Fehler der im Signalpfad befindlichen Komponenten wird durch eine zusätzliche Kalibrierungsmessung erreicht. Hierzu wird die Verbindung zwischen den Abschwächern I und II in zwei Leitungszüge auf-

getrennt, dem eigentlichen Meßkanal mit dem DUT und einem zusätzlichen Kalibrierungskanal. Den neuen Meßaufbau zeigt Abb. 3.2. Die Fehler der im Signalpfad befindlichen Komponenten (ohne DUT) gehen gleichermaßen multiplikativ in das Meßergebnis für $U_{M,D}$ und $U_{M,C}$ ein, so daß sich ihr Einfluß durch Bildung des Quotienten beider Meßergebnisse eliminieren läßt.

Zur Beibehaltung der Dynamikreduzierung ist die Verstärkung des Leitungszuges 'DUT' der "Verstärkung" des Leitungszuges 'Kalibrierung' durch einen dem DUT nachgeschalteten Festwertabschwächer anzupassen. Für die in Abb. 3.2 dargestellte Realisierung der Kalibrierungsleitung ist der Dämpfungsfaktor a_F des Festwertabschwächers so einzustellen, daß

$$V_{DUT} \cdot a_F \approx 1 \quad (3-10)$$

wird.

Der Dämpfungsfaktor a_F wird zu Beginn einer Messung eingestellt und während der gesamten Meßdauer beibehalten.

Zur Berechnung der Integralen Nichtlinearität sind zuerst die Bezugspunkte der Übertragungskennlinie des DUT zu bestimmen:

$$U_{M,C}(U_{E,max}) = a_{I,max} \cdot a_{II,min} \cdot U_P \quad (3-11)$$

$$U_{M,D}(U_{E,max}) = a_{I,max} \cdot a_{II,min} \cdot V_{DUT}(U_{E,max}) \cdot a_F \cdot U_P$$

Mit

$$\frac{U_{M,D}(U_{E,max})}{U_{M,C}(U_{E,max})} = a_F \cdot V_{DUT}(U_{E,max}) = \alpha \quad (3-12)$$

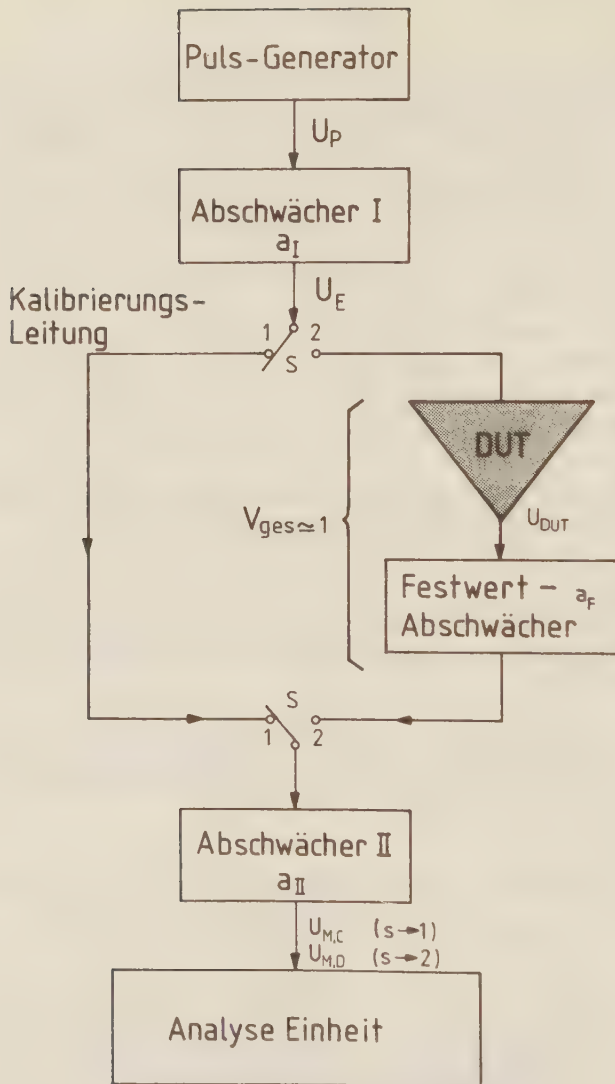


Abb. 3.2: Meßkanal mit zusätzlichem Kalibrierungs-
zweig

ist der Verlauf der Bezugsfunktion $U_{M,D}^{**}$ durch

$$U_{M,D}^{**}(U_E) = \alpha \cdot U_{M,C}(U_E) \quad (3-13)$$

gegeben.

Die Linearitätsfehler des DUT ergeben sich aus der Abweichung zwischen den Werten von $U_{M,D}(U_E)$ und den mit α korrigierten Werten von $U_{M,C}(U_E)$. Dann ist die relative Nichtlinearität

$$RNL(U_E) = \frac{U_{M,D}(U_E) - \alpha U_{M,C}(U_E)}{\alpha U_{M,C}(U_E)} \quad (3-14)$$

Mit (1-1) bzw. (3-9) erhält man für die Integrale Nichtlinearität

$$INL(U_E) = \frac{U_E}{U_{E,max}} \cdot \frac{U_{M,D}(U_E) - \alpha U_{M,C}(U_E)}{\alpha U_{M,C}(U_E)} \quad (3-15)$$

wobei

$$\frac{U_E}{U_{E,max}} = \frac{a_I}{a_{I,max}}$$

Zusammenfassend läßt sich sagen, daß Fehler von Komponenten, die sowohl im Leitungszug 'DUT' als auch im Leitungszug 'Kalibrierung' liegen, durch Messung von $U_{M,D}$ und $U_{M,C}$ eliminiert werden (Relativmessung!), so daß auch preiswerte Elektronik und Elektromechanik eingesetzt werden kann. Die Stabilität der Komponenten bezüglich Temperaturschwankungen ist nur während des kürzeren Zeitraumes zur Messung von $U_{M,D}$ und $U_{M,C}$ bei gleichem U_E ($\hat{=}$ Meßzyklus) zu gewährleisten. Der verbleibende Dynamikbereich für die Auswerteelektronik setzt sich aus den Fehlern aller in den Leitungszügen befindlichen Komponenten (inkl. DUT) zusammen. In Abb. 3.3 sind die Verläufe von $U_{M,D}(U_E)$ und $U_{M,C}(U_E)$ qualitativ dargestellt.

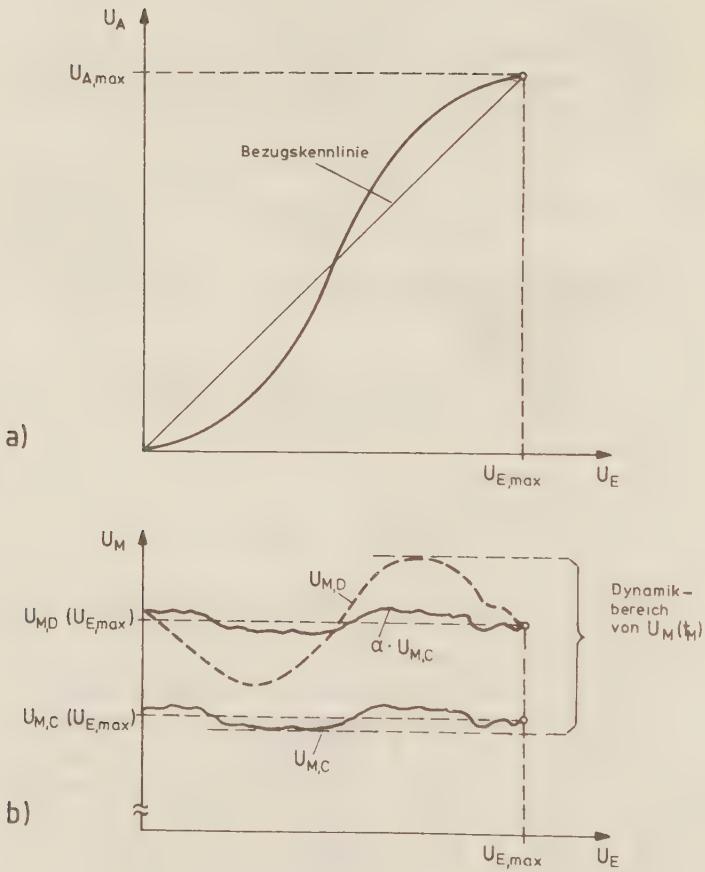


Abb. 3.3: a) Übertragungskennlinie des DUT (nach Abb. 1.1)

b) Verläufe von $U_{M,D}(U_E)$, $U_{M,C}(U_E)$

3.2.3 REALISIERUNGSPROBLEME

Abschluß der Abschwächer I und II

Die eingesetzten, diskret einstellbaren Abschwächer I und II (s. Abb. 3.2) erfordern zur Einhaltung ihrer Dämpfungswerte einen präzisen eingangs- und ausgangsseitigen Abschluß von $50\ \Omega$ (s. Abb. 3.4). Der Eingangs- und Ausgangswiderstand der Abschwächer selbst beträgt nicht konstant $50\ \Omega$, sondern hängt vom eingestellten Dämpfungsfaktor ab und variiert zwischen $48\ \Omega$ und $53\ \Omega$ /23/.

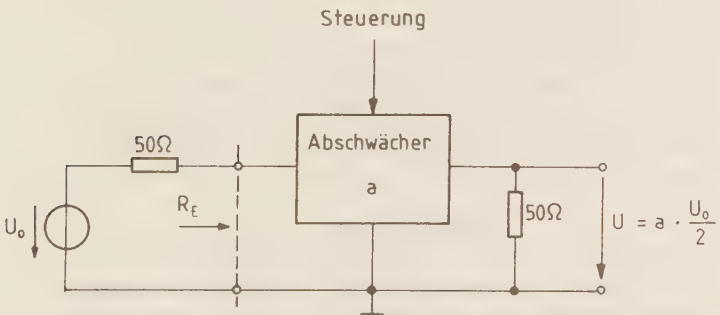


Abb. 3.4: Zum eingangs- und ausgangsseitigen Abschluß der eingesetzten Abschwächer

Dies hat zur Folge, daß der Abschwächer I im Leitungszug 'Kalibrierung' durch den unbekannten Eingangswiderstand des Abschwächers II und im Leitungszug 'DUT' durch den konstanten Eingangswiderstand des DUT abgeschlossen wird. Ähnliches gilt für den eingangsseitigen Abschluß des Abschwächers II. Es

ergeben sich somit für den Leitungszug 'Kalibrierung' und 'DUT' unterschiedliche Dämpfungswerte

$$a_I \cdot a_{II}|_{DUT} \neq a_I \cdot a_{II}|_{CAL}, \quad (3-16)$$

die zu einem Meßfehler führen.

Abhilfe schaffen hier Trennverstärker (Verstärkungsfaktor = 1) mit Ein- und Ausgangswiderständen von 50 Ω , wie sie u.a. in Abb. 3.5 dargestellt sind. Auf die sich dadurch ergebenden, zusätzlichen Fehlerquellen wird in Kap. 3.2.4 näher eingegangen.

Konstanter Bezugspegel für die Auswerteelektronik

Die im Mittel zu erwartenden Amplituden von $U_{M,C}$ und $U_{M,D}$ hängen von der maximalen Eingangsspannung und dem Eingangsdynamikbereich des zu untersuchenden DUT ab und ergeben in erster Näherung (Abb. 3.5)

$$U_{M,C} \approx U_{M,D} \approx a_{I,max} \cdot a_{II,min} \cdot U_P \quad (3-17)$$

Wie in Kap. 3.5.4 gezeigt wird, ist für die einwandfreie Funktion und die Genauigkeit der Auswerteelektronik (Analyse-Einheit) ein konstanter Bezugspegel einzustellen, der von dem zu untersuchenden DUT, d.h. von (3-17), unabhängig ist.

Hierzu wird dem Abschwächer II ein Pulsverstärker nachgeschaltet, dessen Verstärkung einmalig zu Meßbeginn eingestellt und dann für die gesamte Messung beibehalten wird (s. Abb. 3.5, "Nachverstärker"). Als Bezugspegel wurde 1 V gewählt.

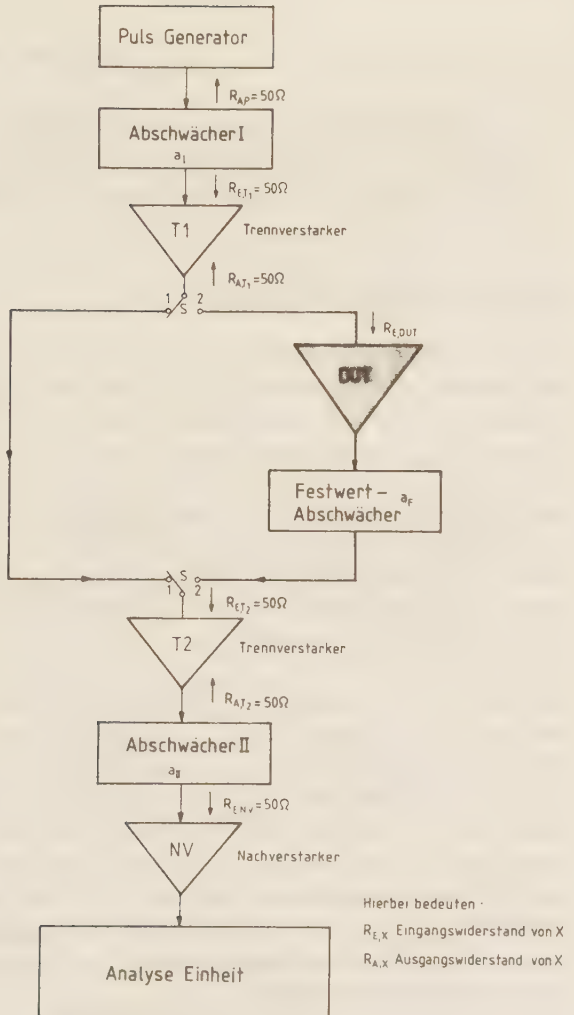


Abb. 3.5: Meßkanal mit Trennverstärkern und Nachverstärker

3.2.4 FEHLERQUELLEN

In diesem Abschnitt wird untersucht, inwieweit die Hilfsverstärker (Trenn- und Nachverstärker) mit ihren realen Eigenschaften das Meßergebnis beeinflussen.

Nichtlineare Übertragungskennlinien

Der erste Trennverstärker T_1 (s. Abb. 3.5) ist dem Abschwächer I nachgeschaltet und versorgt die Leitungszüge 'DUT' und 'Kalibrierung' mit der Eingangsspannung U_E . Abweichungen zwischen Soll- und Istamplitude von U_E aufgrund von Fehlern bei der Einstellung des Abschwächers I bzw. der nichtlinearen Übertragungskennlinie des Trennverstärkers führen nur zu einer leichten Verzerrung der U_E -Achse, da die integrale Nichtlinearität für die (unbekannte) Istamplitude und nicht für die Sollamplitude von U_F bestimmt wird.

Der zweite, dem Abschwächer II vorgeschaltete Trennverstärker T_2 wird für eine Abschwächereinstellung (Meßzyklus!) bei hinreichend guter Einstellung von $V_{DUT} \cdot a_F \approx 1$ (s. Kap. 3.2.2) und geringer Nichtlinearität des DUT sowohl im Leitungszug 'DUT' als auch im Leitungszug 'CAL' im gleichen, sehr kleinen Bereich seiner Übertragungskennlinie (bezüglich der Amplituden) angesteuert. Dadurch wird lediglich der Gesamtabschwächungsfaktor des Signalpfads beeinflusst. Das Meßergebnis bleibt unverändert.

Der Einfluß der Nichtlinearitäten des Nachverstärkers NV auf das Meßergebnis kann ebenfalls vernachlässigt werden, da hier die Aussteuerung über die gesamte Meßzeit (d.h. pro DUT) quasi im gleichen, sehr kleinen Bereich der Übertragungskennlinie erfolgt.

Endliche Bandbreite

Die endliche Bandbreite der Verstärker begrenzt die Anstiegs- und Abfallzeit der Pulse zu kleinen Werten hin und ist bei der Wahl der Pulsform zu berücksichtigen. Für Anstiegs- und Abfallzeiten größer als 100 nsec (s. auch Kap. 1.3) lassen sich Verstärker mit ausreichend hoher Bandbreite finden (s. Kap. 3.5.3), so daß das Meßergebnis nicht beeinflußt wird.

Offsetfehler

Offsetfehler der Hilfsverstärker gehen additiv in die Ergebnisse für $U_{M,D}$ und $U_{M,C}$ ein; sie haben für Signalspannungen in der Größenordnung der Offsetspannung einen sehr starken Einfluß auf das Meßergebnis und auf den Dynamikbereich von $U_{M,D}$ und $U_{M,C}$.

Am Beispiel des zweiten Trennverstärkers soll die Problematik verdeutlicht werden.

a) Dynamikbereich von $U_{M,C}$ (und $U_{M,D}$)

Der Trennverstärker habe eine Offsetspannung U_{OFF} , so daß sich mit (3-11)

$$U_{M,C}(U_E) = (U_E + U_{OFF}) \cdot a_{II} \quad (3-18)$$

ergibt.

Da $U_E = a_I \cdot U_P$, ist nach Umformung

$$U_{M,C}(U_E) = \left(1 + \frac{U_{OFF}}{U_E}\right) a_I \cdot a_{II} \cdot U_P \quad (3-19)$$

Man sieht, daß für kleiner werdende Spannungen U_E der im Mittel zu erwartende Wert von $U_{M,C}$ immer mehr von $a_I \cdot a_{II} \cdot U_P$ abweicht und somit den Dynamikbereich für die Auswerteelektronik vergrößert.

Das gleiche gilt für $U_{M,D}$, da gemäß (3-10) $V_{DUT}(U_E) \cdot a_F \approx 1$ einzustellen ist.

b) Integrale Nichtlinearität

Entscheidend für $INL(U_E)$ ist nach (3-15) die Differenz

$$\left(1 - \frac{U_{M,D}(U_E)}{U_{M,C}(U_E)}\right) = \left(1 - \frac{U_E \cdot V_{DUT}(U_E) \cdot a_F + U_{OFF}}{U_E + U_{OFF}}\right) \quad (3-20)$$

Vereinfachend ist hier $\alpha = 1$ angenommen, da im allgemeinen $U_{E,max} \gg U_{OFF}$ ist (aus 3-12). Man erhält für $U_E < U_{E,max}$

$$INL(U_E) \approx \frac{U_E}{U_{E,max}} \cdot \frac{U_E [1 - V_{DUT}(U_E) a_F]}{U_E + U_{OFF}} \quad (3-21)$$

und somit einen signifikanten Meßfehler für Eingangsspannungen in der Größenordnung von U_{OFF} .

Der Einfluß einer Offsetspannung des Nachverstärkers kann bei dem vorausgesetzten konstanten (Ausgangs-) Bezugspegel von 1 V vernachlässigt werden. Die Offsetspannung des ersten Trennverstärkers beeinflusst nur den Dynamikbereich von $U_{M,C}$ bzw. $U_{M,D}$.

Von besonderer Wichtigkeit ist die Offsetspannung des DUT. Sie ergibt, wie bei den beiden Trennverstärkern, eine Vergrößerung des Dynamikbereiches für $U_{M,C}$ bzw. $U_{M,D}$ sowie eine Beeinflussung der Integralen Nichtlinearität $INL(U_E)$, so daß sie bestmöglich abzugleichen ist.

Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß bei der Wahl der Hilfsverstärker auf größtmögliche Bandbreite, Linearität und die Möglichkeit eines Offsetabgleichs zu achten ist.

3.3 EIN STOCHASTISCHES MESSVERFAHREN ZUR BESTIMMUNG DER AMPLITUDEN VON PULSFÖRMIGEN SIGNALEN

Die Reduzierung der Amplitudendynamik durch komplementär gesteuerte Abschwächer auf einen kleinen Bereich um den Bezugspegel von 1 V, hat ein aussteuerungsabhängiges Signal/Rauschverhältnis zur Folge.

Mit kleiner werdenden Eingangsamplituden bewirkt das Eigenrauschen der Trennverstärker und des DUT (s. Abb. 3.5) eine Verschlechterung des Signalrauschverhältnisses, so daß, wie schon in Kap. 2.2.3 gezeigt wurde, eine Bestimmung der Amplituden durch Spitzenwertmessung zu aussteuerungsabhängigen Fehlern führen würde.

Verfahren zur Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses mit sogenannten Optimalfiltern (Matched Filters) sind nur bei bekannten Eigenschaften des Signals und des überlagerten Rauschens sinnvoll einzusetzen /9/. Da die Pulsform vom Prinzip beliebig einstellbar ist und die Eigenschaften des Rauschens u.a. vom DUT und der Aussteuerung abhängen, bringen diese Verfahren bei nachgeschalteter Spitzenwertmessung keinen entscheidenden Vorteil.

Es wurde deshalb im Rahmen dieser Arbeit ein stochastisches Meßverfahren entwickelt, das die Verteilungsfunktion des überlagerten Rauschens ermittelt und daraus einen Schätzwert für die "ungestörte" Pulsamplitude bestimmt. Vom Prinzip ist das Meßverfahren von der Pulsform, der Pulswiederholfrequenz sowie der Amplitudendichte und dem Spektrum des Rauschens unabhängig. Eine Abhängigkeit ist lediglich durch die realen Bauelemente gegeben.

3.3.1 GRUNDLAGEN

Sei $U_M(t)$ der zu analysierende Spannungspuls, so wird sich aufgrund des überlagerten Rauschens für jeden wiederholt ausgelösten Puls eine andere Zeitfunktion ergeben. Die Gesamtheit dieser Zeitfunktionen wird beschrieben durch einen Stochastischen Prozeß /14/. U_M kann als Funktion zweier Variablen t und ξ interpretiert werden, wobei die Variable ξ den vom Puls-generator gerade ausgelösten Puls kennzeichnet. Für die Schreibweise von U_M wird im folgenden $U_M(t)$ und nicht $U_M(t, \xi)$ verwendet. Dies geht konform zur Literatur /39, 40/.

Für einen festen Zeitpunkt t ist $U_M(t)$ eine Zufallsvariable, deren Verteilungsfunktion von t abhängt /14/

$$F_{U_M}(U_S; t) = P\{U_M(t) \leq U_S\} \quad (3-22)$$

wobei unter $P\{U_M(t) \leq U_S\}$ die Wahrscheinlichkeit für das Nichtüberschreiten einer vorgegebenen Schwelle U_S durch U_M zum Zeitpunkt t zu verstehen ist.

Es sei nun angenommen, daß das Rauschen stationär und der ungestörten Pulsspannung $\tilde{U}_M(t)$ linear überlagert ist, d.h.

$$U_M(t) = \tilde{U}_M(t) + U_R(t). \quad (3-23)$$

Weiter sei es charakterisiert durch eine Amplitudendichte f_{U_R} mit der Erwartung μ_{U_R} , der Varianz $\sigma_{U_R}^2$ sowie durch ein bandbegrenztes Spektrum $S_{U_R}(\omega)$.

Hierbei gelten folgende Zusammenhänge

$$\mu_{U_R} = E(U_R) = \int_{-\infty}^{\infty} \zeta f_{U_R}(\zeta) d\zeta \quad (3-24)$$

und

$$\sigma_{U_R}^2 = E \left\{ (U_R - \mu_{U_R})^2 \right\} \quad (3-25)$$

Die Dichte f_{U_R} sei (technisch sinnvoll) beliebig bis auf die Bedingung

$$P\{U_R \leq 0\} = 0,5 \quad (3-26)$$

d.h. der Median von f_{U_R} liegt bei $U_R = 0$.

Zur Bestimmung der Amplitude soll der Prozeß $U_M(t)$ exakt zum Eintreffzeitpunkt der ungestörten Amplitude $\tilde{U}_{M,\max}$ beobachtet werden (s. Kap. 3.4). Mit Festlegung dieses Meßzeitpunktes t_M geht der Prozeß $U_M(t)$ in die Zufallsvariable $U_M(t_M) = U_M(t_M, \xi)$ über. Mit (3-23) und (3-26) läßt sich die ungestörte Pulsamplitude $\tilde{U}_{M,\max}$ aus der Verteilungsfunktion der Zufallsvariablen $U_M(t_M)$ bestimmen. Man erhält

$$P\{U_M(t_M) \leq \tilde{U}_{M,\max}\} = 0,5 \quad (3-27)$$

In Abb. 3.6 sind beispielhaft für normalverteilte Dichten f_{U_R} mit dem Erwartungswert $\mu_{U_R} = 0$ die Verteilungsfunktionen mit der Standardabweichung σ als Parameter dargestellt. Der Wert für $\tilde{U}_{M,\max}$ läßt sich also allein aus der Verteilungsfunktion von $U_M(t_M)$ bestimmen, unabhängig von der Standardabweichung des Rauschens, wenn nur (3-26) gilt.

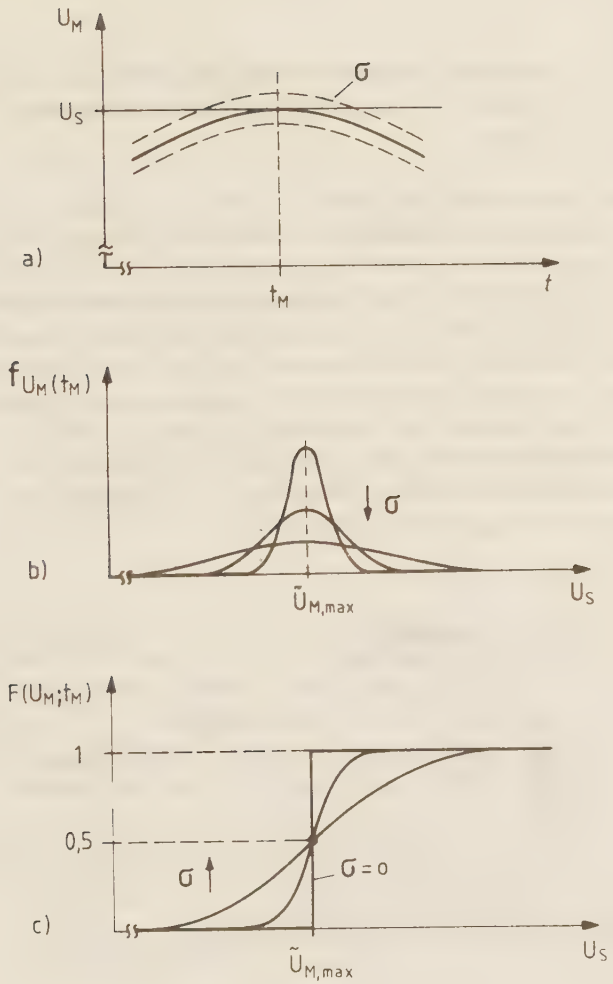


Abb. 3.6: a) Verlauf des ungestörten Pulsdaches
(mit angedeutetem σ -Band)
b) Amplitudendichte mit σ als Parameter
c) Verteilungsfunktion mit σ als Parameter

3.3.2 EINFLUSS VON NICHTLINEARITÄTEN DER HILFSVERSTÄRKER AUF DIE RESULTIERENDE AMPLITUDENDICHTE

Die Verstärker der Meßkette seien, wie in Abb. 3.7 beispielhaft dargestellt, vereinfacht durch ihre eingangsbezogene, effektive Rauschspannung (U_{R1} und U_{R2}) sowie durch ihre Übertragungskennlinie beschrieben. Die Amplitudendichten der Rauschspannungen seien aufgrund der physikalischen Gegebenheiten durch eine Normalverteilung mit den Erwartungswerten $\mu_{UR1} = \mu_{UR2} = 0$ beschreibbar. Die am Eingang des Verstärkers 2 resultierend auftretende Rauschspannung ist somit gleich der Summe aus dem eingangsbezogenen Rauschen U_{R2} und dem Ausgangsrauschen U_{R0} des Verstärkers 1.

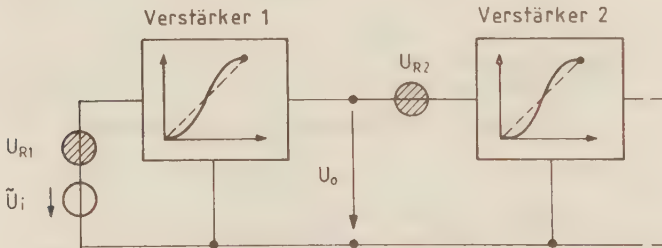


Abb. 3.7: Verstärkerkette mit Rauschquellen

Die Amplitudendichte des Ausgangsrauschens U_{R0} des Verstärkers 1 ist vom Ansteuerpunkt $\tilde{U}_i$ der Übertragungskennlinie abhängig und wird im allgemeinen nicht mehr streng normalverteilt mit dem Erwartungswert Null

sein. Gilt jedoch für das eingangsbezogene Rauschen U_{R1} des Verstärkers 1

$$P\{U_{R1} \leq 0\} = 0,5 \quad , \quad (3-28)$$

so gilt, wenn für

$$U_i < \tilde{U}_i \Rightarrow U_o < \tilde{U}_o$$

und für

$$(3-29)$$

$$U_i > \tilde{U}_i \Rightarrow U_o > \tilde{U}_o$$

weiterhin die Beziehung

$$P\{U_o \leq \tilde{U}_o\} = P\{U_i \leq \tilde{U}_i\} = 0,5 \quad (3-30)$$

Hierbei bedeuten: $U_i = \tilde{U}_i + U_{R1}$

$$\text{und } U_o = \tilde{U}_o + U_{R0}, \quad \{U_o(U_i = 0) = 0\}$$

In Abb. 3.8 ist dieses wichtige Ergebnis noch einmal verdeutlicht. Eine exakte Bestimmung der Pulsamplitude wäre also trotz Veränderung der Amplitudendichte möglich.

Allein die Überlagerung der Rauschspannungen U_{R0} und U_{R2} läßt eine exakte Bestimmung der Pulsamplitude im allgemeinen nicht mehr zu. Denn bei angenommener Unabhängigkeit der beiden Rauschquellen U_{R1} und U_{R2} ergibt sich die Amplitudendichte des resultierenden Rauschens $U_{R,res}$ durch Faltung der Amplitudendichten von U_{R0} und U_{R2} zu

$$f_{res} = f_{U_{R0}} * f_{U_{R2}}$$

Die Überlagerung ergibt keinen Fehler, wenn sichergestellt werden kann, daß

$$P\{U_{R0} + U_{R2} \leq 0\} = 0,5 \quad (3-31)$$

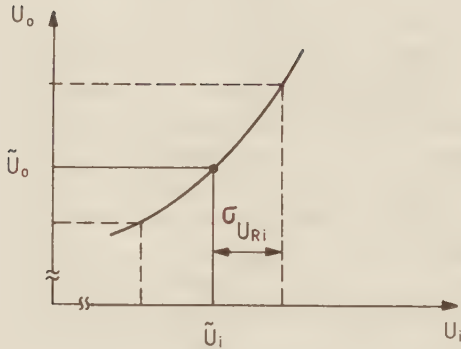


Abb. 3.8: Verstärkung des überlagerten Rauschens, dargestellt an einer monotonen, nicht-linearen Übertragungskennlinie

Diese Beziehung gilt allerdings nur dann, wenn $f_{U_{R_O}}$ um den Erwartungswert $E(U_{R_O}) = 0$ symmetrisch ist, also

$$f_{U_{R_O}}(\xi) = f_{U_{R_O}}(-\xi). \quad (3-32).$$

In der Praxis ist (3-32) jedoch immer erfüllt, da bei den vorausgesetzten hochlinearen Verstärkern (einschl. DUT) die Umgebung um den jeweiligen Ansteuerpunkt der Übertragungskennlinie als linear betrachtet werden kann. Je nach Ansteuerpunkt ergibt sich eine unterschiedliche (differentielle) Verstärkung, die lediglich die Varianz des Ausgangsrauschens beeinflusst.

Eine Ausnahme bildet hier der Nachverstärker. Denn für kleine Signal/Rauschverhältnisse, d.h. für kleine Eingangsspannungen, kann die Varianz des Rauschens am Eingang des Nachverstärkers Werte annehmen, die nicht mehr als differentielle Aussteuerung seiner Übertragungskennlinie betrachtet werden können. Für diesen Fall ist das Eigenrauschen des Nachverstärkers jedoch sehr klein gegenüber dem resultierenden Rauschen der vorgeschalteten Verstärker, so daß die ungestörte Pulsamplitude gemäß (3-29) und (3-30) bestimmt werden kann.

3.3.3 SCHÄTZUNG DER PULSAMPLITUDE AUS ZUFALLSEXPERIMENTEN

Wie im letzten Abschnitt gezeigt wurde, ergibt sich die gesuchte Pulsamplitude $\tilde{U}_{M,\max}$ aus der Verteilungsfunktion der Zufallsvariablen $U_M(t_M)$ an der Stelle

$$P\{U_M(t_M) \leq \tilde{U}_{M,\max}\} = 0,5$$

Zur technischen Realisierung obiger Beziehung muß ein Vergleich der Pulsspannung $U_M(t)$ mit einer konstanten Vergleichsspannung U_S im Eintreffzeitpunkt t_M des ungestörten Pulsmaximums stattfinden. Dieser Vergleich kann wegen der dem Puls überlagerten Rauschspannung als Zufallsexperiment aufgefaßt werden. Die möglichen Ergebnisse dieses (Bernoulli-) Experiments bilden zwei sich gegenseitig ausschließende Ereignisse, die mit A und B bezeichnet seien. Hierbei bedeuten:

$$\text{Ereignis A: } U_M(t_M) \leq U_S \quad (3-33)$$

$$\text{Ereignis B: } U_M(t_M) > U_S$$

Für die Einzelwahrscheinlichkeiten $p = P\{A\}$ für das Ereignis A und $q = P\{B\}$ für das Ereignis B gilt:

$$\begin{aligned} p &= P\{A\} = P\{U_M(t_M) \leq U_S\} \\ q &= P\{B\} = 1 - P\{A\} = 1 - p \end{aligned} \quad (3-34)$$

Mit (3-33) erhält man aus der Zufallsvariablen $U_M(t_M)$ eine neue Zufallsvariable χ , die folgendermaßen definiert ist:

χ = Anzahl k des Eintreffens von A bezogen auf die Anzahl n der durchgeführten Experimente.

Bei n -maliger Durchführung des Experiments (d.h. n Pulse werden mit der gleichen Spannung U_S verglichen) kann k alle Werte

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots, n \quad (3-35)$$

annehmen, d.h. $0 \leq \chi \leq 1$.

Nach dem Gesetz der großen Zahlen /14/ folgt (mit der Wahrscheinlichkeit 1):

$$E(\chi) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{k}{n} = P\{A\} = P\{U_M(t_M) \leq U_S\} \quad (3-36)$$

Nach n -maliger Durchführung des Experiments gemäß (3-33) bildet somit

$$\chi(U_S) = \frac{k}{n} \quad (3-37)$$

einen Schätzer für (3-36), der um so genauer wird, je größer n ist. Entsprechend ist der Schätzer für die Pulsamplitude $\tilde{U}_{M,\max}$ gleich der Vergleichsspan-

nung U_S , für die

$$\chi(\hat{U}_S) = \frac{k}{n} \approx 0,5, \text{ d.h. } E\left(\chi(\hat{U}_S)\right) = 0,5 \quad (3-38)$$

gilt.

Die schaltungstechnische Realisierung einer Meßanordnung zur Bestimmung von k (und n) ist in Abb. 3.9a skizziert.

Mit einem Komparator werden die Pulsspannung $U_M(t)$ und die Spannung U_S verglichen. Der Komparatorausgang wird dann die Pegel

$$U_{\text{KOMP}} = \begin{cases} \text{logisch "1",} & \text{für } U_M \leq U_S \\ \text{logisch "0",} & \text{sonst} \end{cases}$$

annehmen.

Zum Meßzeitpunkt t_M übernimmt ein D-Flipflop (positiv flankengetriggert) den augenblicklichen Ausgangspegel U_{KOMP} des Komparators. Ist $U_{\text{KOMP}} = "1"$, d.h. $U_M < U_S$, so wird der nachgeschaltete k -Zähler inkrementiert. Nach n gezählten Pulsen (n -Zähler) liest ein Mikrocomputer beide Zähler aus und bildet den Quotienten $\chi = k/n$. Ist $k/n \neq 0,5$, so wird U_S so eingestellt, daß mit möglichst wenigen Zufallsexperimenten ein $\hat{U}_S$ für $k/n \approx 0,5$ gefunden wird. In Abb. 3.9b sind die Zeitverläufe der Signalspannungen dargestellt.

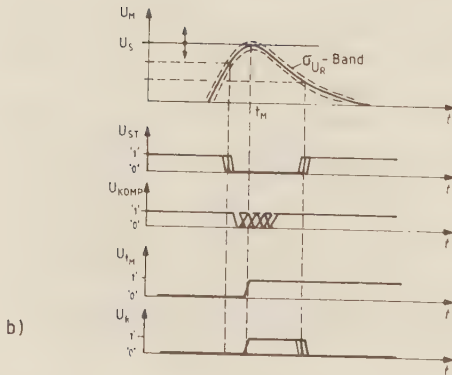
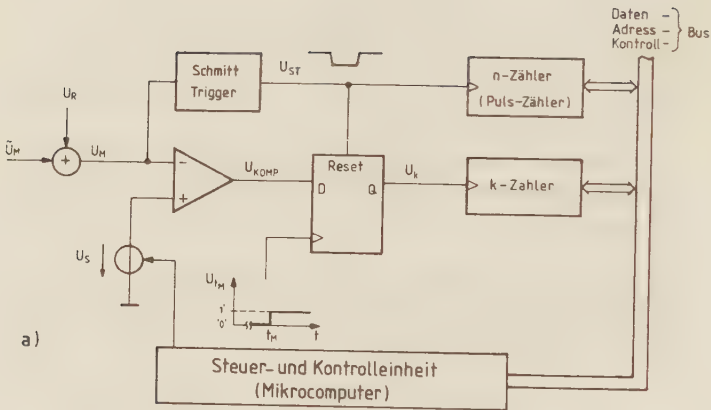


Abb. 3.9: a) Funktionsschaltbild zur Bestimmung von

$$\chi = \frac{k}{n}$$

b) Zeitdiagramm zum Funktionsschaltbild

3.3.4 STATISTISCHE GENAUIGKEIT DER SCHÄTZUNG DER PULSAMPLITUDE

Die Genauigkeit, mit der die Zufallsvariable $\chi(U_S)$ die Verteilungsfunktion schätzt, steigt mit größer werdender Anzahl n der Experimente (s. 3-36).

Dem Vorteil der Genauigkeitssteigerung steht die Verlängerung der Meßzeit gegenüber, so daß Parametervariationen der Auswertelektronik, des Pulsgenerators usw. aufgrund von Temperaturdriften den erzielten Genauigkeitserfolg mehr als aufheben können. Außerdem wird angestrebt, innerhalb einer relativ kurzen Meßzeit zu aussagekräftigen Ergebnissen zu kommen.

Deshalb soll untersucht werden, wieviel Experimente n , d.h. Vergleiche von $U_M(t_M)$ mit U_S , nötig sind, damit für $\chi(U_S)$ eine geforderte statistische Genauigkeit mit einer noch festzulegenden Wahrscheinlichkeit erreicht wird.

Die im Endeffekt interessierende Größe ist die Genauigkeit des Schätzers $\hat{U}_S$ für $\tilde{U}_{M,\max}$, die sich aus der Genauigkeit für $\chi(\hat{U}_S) \approx 0,5$ und dem Effektivwert $\bar{U}_R$ des überlagerten Rauschens ergibt.

Für die durchgeführten Berechnungen seien folgende Voraussetzungen getroffen:

1. Die einzeln ausgeführten Experimente nach (3-33) sind unabhängig voneinander.

2. Im Hinblick auf die physikalischen Gegebenheiten sind alle signifikanten Rauschquellen normalverteilt mit dem Mittelwert Null (Ausnahme: Ausgangsrauschspannung des Nachverstärkers, s. dazu Kap. 3.3.2).

Genauigkeit von $\chi(U_S)$ zur Schätzung von $F_{U_M}(U_S; t_M)$

Die Wahrscheinlichkeit für k Unterschreitungen der Schwelle U_S durch $U_M(t_M)$ bei n Versuchen wird durch die Binomialverteilung beschrieben /14/.

$$p_n\{k\} = \binom{n}{k} p^k q^{n-k} \quad (3-39)$$

Die Wahrscheinlichkeit, mit der k zwischen den Grenzen

$$k_1 \leq k \leq k_2 \quad (3-40)$$

auftritt, ist mit (3-39)

$$P\{k_1 \leq k \leq k_2\} = \sum_{k=k_1}^{k_2} p_n\{k\} \quad (3-41)$$

Wird n sehr groß, so ist die numerische Auswertung von (3-41) sehr unpraktikabel. Eine wesentlich einfacher zu handhabende Beziehung für $p_n\{k\}$ liefert das DeMoivre-Laplace Theorem.

Mit den Voraussetzungen (auch meßtechnisch praktikabel)

- a) n sehr groß
- b) $npq \gg 1$ (3-42)
- c) $|k - np|$ in der Größenordnung von $\sqrt{npq}$,

läßt sich die Binomialverteilung durch eine Normalverteilung (Gauss -)approximieren.

$$p_n\{k\} \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi npq}} e^{-\frac{(k-np)^2}{2npq}} \quad (3-43)$$

Für $n \rightarrow \infty$ gilt das Gleichheitszeichen /14/.

Aus (3-43) ergeben sich der Erwartungswert und die Varianz von k und χ zu

$$\begin{aligned} \mu_k &= np & , & \quad \sigma_k^2 = npq \\ \text{und} \quad \mu_\chi &= p & , & \quad \sigma_\chi^2 = \frac{pq}{n} \end{aligned} \quad (3-44)$$

Mit der Dichte $f_\phi(x)$ der Standard-Normalverteilung

$$f_\phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (3-45)$$

erhält man für (3-43)

$$p_n\{k\} \approx \frac{1}{\sqrt{npq}} f_\phi\left(\frac{k-np}{\sqrt{npq}}\right) \quad (3-46)$$

Aufgrund von (3-42), Punkt b, läßt sich die Summe in (3-41) in guter Näherung durch ein Integral ersetzen.

$$P\{k_1 \leq k \leq k_2\} \approx \frac{1}{\sqrt{npq}} \int_{k_1}^{k_2} f_\phi\left(\frac{x-np}{\sqrt{npq}}\right) dx \quad (3-47)$$

Mit der Verteilungsfunktion der Standard-Normalverteilung

$$\Phi(x) = \int_{-\infty}^x f_\phi(\zeta) d\zeta$$

geht (3-47) in die einfache Beziehung

$$P\left\{k_1 \leq k \leq k_2\right\} \approx \Phi\left(\frac{k_2 - np}{\sqrt{npq}}\right) - \Phi\left(\frac{k_1 - np}{\sqrt{npq}}\right) \quad (3-48)$$

über.

Unter der Annahme, daß die Anzahl n der ausgeführten Experimente hinreichend groß ist, gilt $k/n \approx p$. Die statistische Genauigkeit von k/n zur Schätzung von p ist durch die Wahrscheinlichkeit gegeben, mit der k/n in dem beliebig kleinen Intervall

$$p - \epsilon \leq \frac{k}{n} \leq p + \epsilon \quad , \quad \epsilon > 0 \quad (3-49)$$

liegt. Nach Vergleich mit 3-48 ist

$$P\left\{\left|\frac{k}{n} - p\right| < \epsilon\right\} \approx 2 \Phi\left(\epsilon \sqrt{\frac{n}{pq}}\right) - 1 \quad (3-50)$$

Bei Vorgabe von ϵ, δ, p und der Forderung

$$2 \Phi\left(\epsilon \sqrt{\frac{n}{pq}}\right) - 1 \geq 1 - \delta \quad , \quad \delta > 0 \quad (3-51)$$

läßt sich die benötigte Anzahl n von Experimenten bestimmen. Zur numerischen Auswertung wird (3-51) zu

$$\frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt \geq 1 - \delta \quad (3-52)$$

umgeformt, wobei

$$x = \epsilon \sqrt{\frac{n}{pq}}$$

ist.

(3-52) ist in der entsprechenden Literatur tabellarisch erfaßt, so daß bei Vorgabe von $1 - \delta$ der Wert von x und somit n bestimmt werden kann.

Für den meßtechnisch relevanten Fall mit $p = q \approx 0,5$ ist dann

$$x = 2 \varepsilon \sqrt{n} \quad (3-53)$$

und mit (3-52)

$$n \geq \frac{x^2}{4 \varepsilon^2} \quad (3-54)$$

(Siehe hierzu die meßtechnischen Ergebnisse in Kap. 3.3.5).

Genauigkeit des Schätzers $\hat{U}_S$ für $\tilde{U}_{M,\max}$

Die Vergleichsspannung U_S läßt sich als Funktion der Zufallsvariablen χ und somit selbst als Zufallsvariable interpretieren. Der Zusammenhang zwischen χ und U_S wird durch die Verteilungsfunktion der normalverteilten Dichte bestimmt.

Für den relevanten Punkt der Verteilungsfunktion

$$P\{U_M(t_M) \leq \tilde{U}_{M,\max}\} = 0,5$$

ergibt sich die Steigung aus dem Effektivwert σ_{U_R} des überlagerten Rauschens zu

$$\left. \frac{dF_{U_M}(U_S; t_M)}{dU_S} \right|_{U_S = \tilde{U}_{M,\max}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{U_R}} \quad (3-55)$$

Die Standardabweichung $\hat{\sigma}_{U_S}$ ist somit näherungsweise /14/

$$\hat{\sigma}_{U_S} \approx \frac{1}{a} \sigma_X = \sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{U_R} \cdot \sigma_X \quad (3-56)$$

In Abb. 3.10a ist σ_X (als Band) um die Verteilungsfunktion $F_{U_M}(U_S; t_M)$ beispielhaft dargestellt. Abb. 3.10b zeigt einen linearisierten Ausschnitt der Umgebung von $F_{U_M}(U_S; t_M) = 0,5$ mit $\hat{\sigma}_{U_S}$.

Realisierte Schätzung von $F_{U_M}(\hat{U}_{M, \max}; t_M)$

Die möglichst genaue Bestimmung von $\chi \approx 0,5$ erfordert eine beliebig fein einstellbare (programmierbare) Vergleichsspannung U_S . Durch die schaltungstechnische Realisierung von U_S mit einem Digital/Analog Umsetzer (DAU) ist die kleinste Spannungsänderung durch die Quantisierungsschrittweite U_Q des DAU gegeben (s. Kap.3.5.4). Der Wert $\chi \approx 0,5$ kann somit nicht mehr in allen Fällen erreicht werden.

Es wird deshalb ein anderes Verfahren zur Bestimmung von $\hat{U}_S$ vorgeschlagen, das in der Umgebung von $p = 0,5$ den in erster Näherung linearen Verlauf der Verteilungsfunktion schätzt. Für $p = 0,5$ läßt sich daraus der Schätzwert $\hat{U}_S$ berechnen.

Für den Bereich

$$0,5 - \Delta p \leq p \leq 0,5 + \Delta p \quad (3-57)$$

wird der entsprechende Bereich der Vergleichsspannung U_S durch U_Q in m äquidistante Spannungen $U_{S,i}$

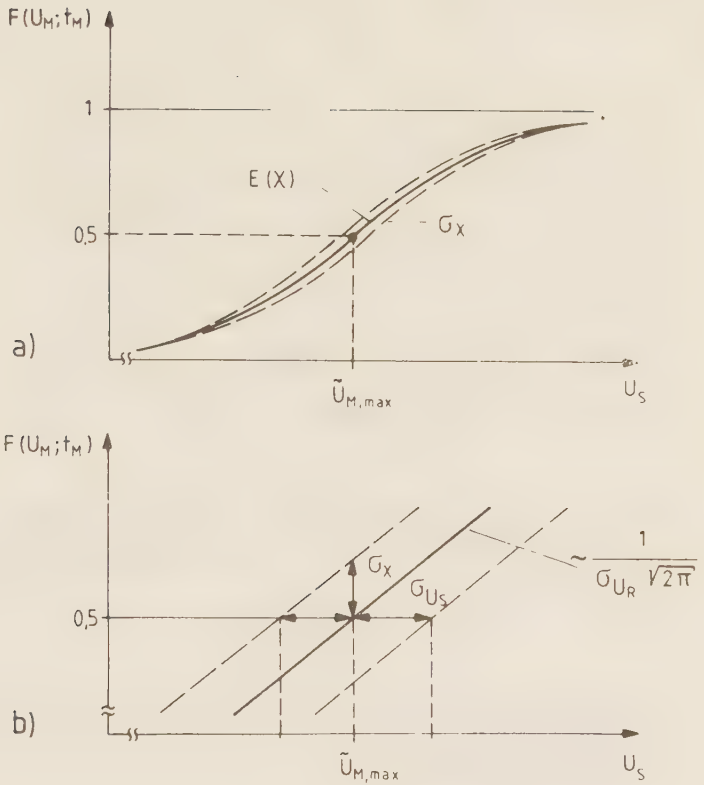


Abb. 3.10 a) Verlauf der Verteilungsfunktion $F_{U_M}(U_S; t_M)$ und der Standardabweichung σ_X der Zufallsvariablen $\chi = k/n$
 b) linearisierter Ausschnitt aus a) zur Darstellung von $\hat{\sigma}_{U_S} = f(\sigma_X, \sigma_{U_R})$

unterteilt. Mit (3-55) ergibt sich

$$m \approx \sqrt{2\pi} \cdot 2 \Delta p \cdot \frac{\sigma_{U_R}}{\sigma_{U_Q}} \quad (3-58)$$

Für jede Spannung $U_{S,i}$, $i = 1, \dots, m$, werden bei konstantem n Zufallsexperimente gemäß (3-33) durchgeführt. Daraus ergeben sich Zufallsvariablen $\chi_i = \chi(U_{S,i})$, die eine Schätzung der $p_i = P\{U_M(t_M) \leq U_{S,i}\}$ darstellen. Schließlich werden die p_i durch eine lineare Regression der χ_i als Funktion der $U_{S,i}$ geschätzt und somit auch der näherungsweise lineare Verlauf der Verteilungsfunktion um $p = 0,5$. Der Schätzwert $\hat{U}_S$ für $\tilde{U}_{M,\max}$ wird aus dem geschätzten Verlauf der Verteilungsfunktion im Punkt $p = 0,5$ bestimmt.

Unter der Annahme, daß die χ_i gleichmäßig im Intervall (3-57) verteilt sind und $\hat{U}_S$ gut mit dem Mittelwert der $U_{S,i}$ übereinstimmt, also

$$\chi(\hat{U}_S) \approx \bar{\chi}_m = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \chi_i \quad (3-59)$$

ist, läßt sich die Varianz von $\hat{U}_S$ aus der Varianz von $\bar{\chi}_m$ berechnen.

Entsprechend erhält man

$$\sigma_{\chi(\hat{U}_S)}^2 \approx \sigma_{\bar{\chi}_m}^2 = \frac{1}{m^2} \sum_{i=1}^m \sigma_{\chi_i}^2 \quad (3-60)$$

Berücksichtigt man, daß in der Δp -Umgebung von $p = 0,5$

$$\sigma_{\chi}^2 = \sigma_{\chi_1}^2 \approx \sigma_{\chi_2}^2 \approx \dots \approx \sigma_{\chi_m}^2 \quad (3-61)$$

gilt, so ergibt sich die gesuchte Standardabweichung von $\bar{\chi}_m$ mit (3-44) zu

$$\sigma_{\bar{\chi}_m} \approx \frac{\sigma_{\chi}}{\sqrt{m}} = \sqrt{\frac{p \cdot q}{n \cdot m}} \quad (3-62)$$

Entsprechend (3-56) ist die Standardabweichung $\hat{\sigma}_{U_S}$ näherungsweise

$$\hat{\sigma}_{U_S} \approx \frac{1}{a} \sigma_{\bar{\chi}_m} = \sqrt{\frac{2\pi}{m}} \sigma_{U_R} \cdot \sigma_{\chi}$$

und mit (3-44), (3-58) und $p \approx 0,5$

$$\hat{\sigma}_{U_S} \approx 0,79 \sqrt{\frac{U_Q \cdot \sigma_{U_R}}{2 \Delta p n}} \quad (3-63)$$

Für den Bereich der linearen Regression wurde $\Delta p = 0,2$ gewählt (s. Kap. 3.3.5, Meßergebnisse), so daß schließlich

$$\hat{\sigma}_{U_S} \approx 1,252 \cdot \sqrt{\frac{U_Q \cdot \sigma_{U_R}}{n}} \quad (3-64)$$

ist.

Bei konstanter Quantisierungsbreite U_Q der Vergleichsspannung U_S und konstantem n ist die Standardabweichung des Schätzers $\hat{U}_S$ für $\tilde{U}_{M,\max}$ der Wurzel aus dem Effektivwert σ_{U_R} der Rauschspannung direkt proportional. Da σ_{U_R} mit kleiner werdenden Eingangsspannungen $U_E = a_I \cdot U_P$ ansteigt, kann $\hat{\sigma}_{U_S}$ durch ein entsprechend größeres n konstant gehalten werden.

Im nächsten Abschnitt werden anhand von Meßergebnissen die erreichten Genauigkeiten und Meßzeiten für $\hat{U}_S$ dargestellt.

3.3.5 MESSERGEBNISSE ZUR SCHÄTZUNG DER VERTEILUNGS- FUNKTION $F_{UM}(U_S; t_M)$ durch $\chi(U_S)$

Die verwendete Meßschaltung ist in Abb. 3.11 dargestellt. Pulse und Rauschen werden mit Generatoren erzeugt und linear überlagert. Die Pulsmaxima liegen bei ca. 1 V (s. Kap.3.5.4). Die Amplitudendichte des Rauschens ist normal verteilt; die Rauschbandbreite beträgt ca. 20 MHz.

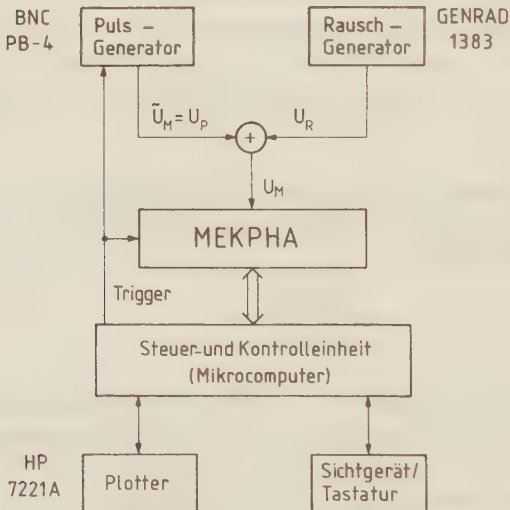


Abb. 3.11: Meßschaltung zur Bestimmung von $\chi(U_S) = k/n$

Die so erzeugten Pulse gelangen zum Eingang des Komparators der Auswerteelektronik, die in Abb. 3.11 mit MEKPHA bezeichnet ist. MEKPHA steht für "Mikroprozessor gesteuerter Einkanal-Pulshöhenanalysator".

Er unterscheidet sich von den in der Literatur /6/ beschriebenen Einkanal-Pulshöhenanalysatoren dadurch, daß er nur das Unter- bzw. Überschreiten einer Schwelle durch eine Pulsamplitude detektiert und nicht das Auftreten einer Pulsamplitude zwischen zwei Schwellen.

Statistische Genauigkeit des Schätzers $\hat{U}_S$

Für vier Rauscheffektivwerte $\zeta_{UR,1} = 4,29$ mV, $\zeta_{UR,2} = 7,82$ mV, $\zeta_{UR,3} = 12,21$ mV und $\zeta_{UR,4} = 17,12$ mV wurden die Schätzungen $\chi(U_S)$ der Verteilungsfunktion $P\{U_M(t_M) \leq U_S\}$ gemäß Kap. 3.3.4 gemessen. Zusätzlich wurde der Bereich $0,3 \leq k/n \leq 0,7$ durch eine lineare Regression geschätzt. Die Ergebnisse zeigt Abb. 3.12. Wie erwartet schneiden sich die Verteilungsfunktionen im Punkt $P\{U_M(t_M) \leq \hat{U}_S\} = 0,5$. Die Standardabweichung von k/n ergibt sich für $n = 10^4$ und $pq \approx 0,25$ nach (3-44) zu

$$\zeta_\chi = \sqrt{\frac{pq}{n}} \approx 5 \cdot 10^{-3}$$

Dieser Wert wird durch die Meßergebnisse bestätigt. Die Standardabweichung des Schätzers $\hat{U}_S$ für $\tilde{U}_{M,max}$ ist nach linearer Regression mit (3-64)

$$\zeta_{\hat{U}_S} \approx 1,252 \sqrt{\frac{U_Q \zeta_{UR}}{n}}$$

und somit

$$\zeta_{\hat{U}_{S,1}} \approx 13 \mu V$$

und

$$\zeta_{\hat{U}_{S,4}} \approx 26 \mu V$$

Andere Genauigkeitsanforderungen, d.h. $\varepsilon \neq \zeta_\chi$ und die daraus resultierenden Meßvorschriften lassen sich aus (3-52) ableiten.

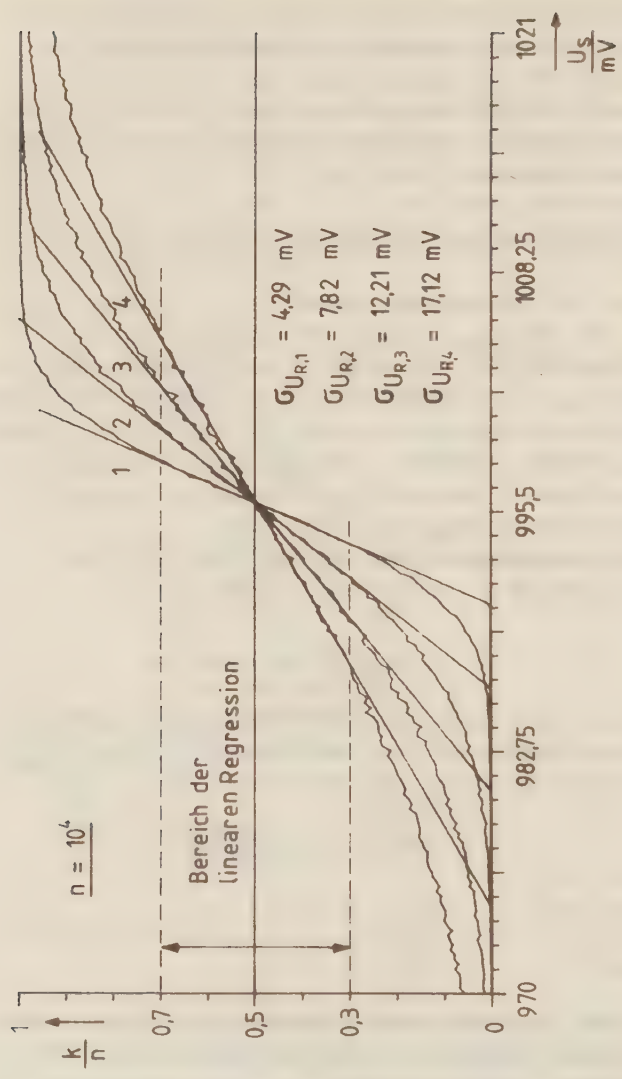


Abb. 3.12: Schätzung der Verteilungsfunktion $F_{UM}(U_S; t_M)$ durch $\chi(U_S) = k/n$ mit σ_{UR} als Parameter

Nach der Abschätzung für die Genauigkeit der gemessenen Pulsamplituden, soll nun die Zeitdauer zur Bestimmung von U_S berechnet werden.

Zeitdauer für die Bestimmung von $\hat{U}_S$

Die Einstellung der Schwelle U_S für $k/n = 0,3$ geschieht, wie schon weiter oben erwähnt, mit einem Digital/Analog Umsetzer, dessen Ausgangsspannung sich in einem kleinen Bereich um den Bezugswert von 1 V mit der Schrittweite U_Q variieren läßt. Mit einer Auflösung des Digital/Analog Umsetzers von n_{DAU} Bit, einer Pulswiederholfrequenz f_p und n Pulsen zur Bestimmung von χ , ergibt sich nach einer sukzessiven Approximation eine Meßzeit t_{SUK} von

$$t_{SUK} = \frac{n}{f_p} n_{DAU} \quad (3-65)$$

Insgesamt sind für den Bereich $0,3 \leq k/n \leq 0,7$ noch $(m - 1)$ Messungen durchzuführen. Die Gesamtmeßzeit $t_{\hat{U}_S}$ für eine Pulsamplitude ist dann

$$t_{\hat{U}_S} \approx \frac{n}{f_p} (n_{DAU} + m - 1) \quad (3-66)$$

$$\text{bzw. } t_{\hat{U}_S} \approx \frac{n}{f_p} \left(n_{DAU} + \frac{\tau_{UR}}{U_Q} - 1 \right) \quad (3-67)$$

Mit $f_p = 50 \text{ kHz}$, $n_{DAU} = 10 \text{ Bit}$ und $U_Q = 0,255 \text{ mV}$ ergeben sich gemäß den Rauscheffektivwerten τ_{UR} aus Abb. 3.12 Meßzeiten von 5,16 sec bis zu 15,2 sec. Für einen Meßzyklus ist die doppelte Zeit anzusetzen, da $U_{M,D}$ und $U_{M,C}$ zu bestimmen sind. Die Rechenzeit bzw. die Einschwingzeit der Relais und der Abschwächer liegen im msec-Bereich und können hier vernachlässigt werden.

Es bleibt, den Eintreffzeitpunkt t_M des ungestörten
Pulsmaximums zu bestimmen. Das Verfahren hierzu wird
im folgenden Kapitel erläutert.

3.4 EIN STOCHASTISCHES VERFAHREN ZUR ERMITTLUNG DES MESSZEITPUNKTES t_M

Eine wesentliche Voraussetzung für die Bestimmung des Pulsmaximums mit dem Verfahren nach Kap. 3.3 ist die Festlegung des Meßzeitpunktes t_M . Er muß mit dem Eintreffzeitpunkt des ungestörten Pulsmaximums identisch sein, so daß

$$\hat{U}_M(t_M) = \max_t \{U_M(t)\}$$

gilt.

3.4.1 ZEITMESSSYSTEME FÜR PULSFÖRMIGE SIGNALE

Zeitmeßsysteme für pulsförmige Signale arbeiten mit sogenannten Triggerschaltungen. Ihre Grundstruktur besteht z.B. aus einer Signalvorverarbeitung in parallelen Zweigen mit anschließender Aufsummierung der Teilsignale. Ein Nulldurchgangsdiskriminator detektiert den Nulldurchgang des Summensignals und liefert ein zeitsignifikantes Signal, das weitestgehend unabhängig von der Pulsamplitude (amplitude-walk), der Pulsanstiegszeit (risetime-walk) und dem überlagerten Rauschen (jitter) sein muß.

Eine der bekanntesten Realisierungen ist der "Constant-Fraction-Trigger" /25,26/. Er gewinnt das zeitsignifikante Signal (Trigger-Signal) durch eine Linearkombination des direkten und des zeitverzögerten Eingangssignals, wodurch der amplitudenabhängige Zeitfehler des Triggersignals eliminiert wird. Eine

systematische Darstellung von Triggerschaltungen der Nuklearelektronik ist der Dissertation von A. Glas-machers /8/ zu entnehmen. In der Dissertation von J.G. Melbert /9/ sind Triggerschaltungen mit vorge-schalteten Optimalfiltern zur Verbesserung des Sig-nal/Rauschverhältnisses angegeben.

Die Verwendung von Triggerschaltungen zur Ermittlung von t_M ist prinzipiell möglich, erfordert aber einen zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand. Im Rah-men dieser Arbeit wurde deshalb ein Meßverfahren ent-wickelt, das, unter Verwendung der "schon" vorhan-denen Auswerteelektronik, durch einen schwellüber-schreitenden Zufallsprozeß einen hinreichend genauen Schätzwert für den Meßzeitpunkt t_M liefert.

3.4.2 ERMITTLUNG EINES VORLÄUFIGEN SCHÄTZERS FÜR t_M AUS EINEM SCHWELLÜBERSCHREITENDEN ZUFALLS- PROZESS

Wird nun, wie in Abb. 3.13 dargestellt, der mit Rauschen überlagerte Puls mit einer konstanten Spannung U_S (Schwelle) verglichen, die "etwas" oberhalb der ungestörten Pulsamplitude liegt (z.B. $\gtrsim U_R$), so ist - wenn überhaupt - das erste Überschreiten der Schwelle durch den Puls in der Nähe des unge-störten Pulsmaximums, d.h. des gesuchten Zeitpunktes t_M , zu erwarten. Bezeichnet man den Zeitpunkt der ersten Schwellüberschreitung mit t_e , so ist

$$t_e = \min \left\{ t : U_M(t) \geq U_S \right\} \quad (3-68)$$

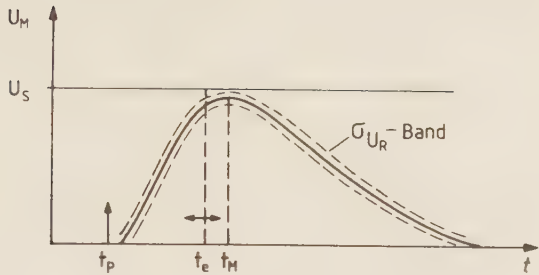


Abb. 3.13: Zur Bestimmung des Meßzeitpunktes t_M aus dem Zeitpunkt t_e des ersten Überschreitens der Schwelle U_S durch $U_M(t)$

Wird dieses Experiment nur oft genug wiederholt, so führt ein Teil davon zu einer Schwellüberschreitung. Dies hängt von der Höhe der Schwelle U_S , der Bandbreite und dem Effektivwert $\bar{U}_{UR}$ des Rauschens, sowie der "Flachheit" des Pulsdaches ab. Die t_e -Werte der geglückten Experimente werden statistisch verteilt in der Nähe von t_M liegen. Die Vermutung liegt nahe, daß bei Erhöhung von U_S der Streubereich der t_e um t_M immer kleiner wird; die Wahrscheinlichkeit einer Schwellüberschreitung allerdings auch.

Eine genauere Aussage über die Verteilung der t_e um den Zeitpunkt t_M läßt die Dichte der t_e erwarten. Sie wird im folgenden mit FPT-Dichte (First passing time) bezeichnet und durch $h(U_S; t)$ beschrieben, so daß gilt /27/

$$\int_{-\infty}^t h(U_S; x) dx = P \{ t_e < t \} \quad (3-69)$$

An dieser Stelle sei auf die Problematik bei der analytischen Behandlung von Schwellüberschreitungen, verursacht durch Zufallsprozesse, hingewiesen. Erst in jüngster Zeit ist es gelungen, für ganz spezielle Prozesse (Markov-, Wiener-), aber auch da nur mit einschränkenden Randbedingungen, die Dichte $h(U_S; t)$ zu berechnen/28/. Angewendet auf physikalische Prozesse muß das Problem der ersten Schwellüberschreitung mit beliebig vorgegebener Schwelle als noch nicht allgemein gelöst angesehen werden. Für $U_S = 0$ (Zero Crossing problem) gibt es allerdings erste allgemeine Lösungsansätze.

Eine hervorragende Zusammenfassung von Veröffentlichungen zu diesem Thema gibt die Arbeit von Blake und Lindsey: "Level-Crossing Problems for Random Processes" /28/. Sie ist außerdem mit einem umfangreichen Literaturverzeichnis versehen, so daß auf die Aufzählung der einzelnen, eventuell relevanten Arbeiten an dieser Stelle verzichtet werden kann.

Da umgekehrt die direkte Berechnung von t_M aus $h(U_S; t)$ nicht möglich ist, wird ein indirekter Weg eingeschlagen, um t_M zu ermitteln. Dies geschieht in zwei Schritten:

- Zuerst wird die FPT-Dichte $h(U_S; t)$ gemessen, um daraus einen vorläufigen, robusten Schätzer $\hat{t}_M$ zu bilden.
- Danach wird in einer kleinen Umgebung von $\hat{t}_M$, in der $\hat{t}_M$ enthalten ist, der Abstand zwischen dem Pulsdach und der Schwelle gemessen und daraus ein eventuell exakterer Schätzer für t_M gebildet.

Nach dieser Methode sind, getrennt für die Leitungszüge 'DUT' und 'KALIBRIERUNG', die Meßzeitpunkte zu bestimmen. Sie sind höchstens für einen Meßzyklus gültig, da eine leichte Änderung, z.B. durch Slewrate-Effekte, eintreten kann. Nach jedem Meßzyklus sind die Meßzeiten zu überprüfen.

3.4.2.1 MESSANORDNUNG ZUR BESTIMMUNG DER ZEITPUNKTE t_e UND ZUR EINSTELLUNG DES MESSZEITPUNKTES t_M

Ausgehend von dem Startzeitpunkt t_p eines Pulses ist das Zeitintervall bis zum ersten Überschreiten der Schwelle U_S durch den Puls $U_M(t)$ zu messen bzw. auf den Wert $t_M - t_p$ zur Bestimmung von $P\{U_M(t_M) \leq U_S\}$ einzustellen. Je nach Pulsform ergeben sich Zeitintervalle bis zu einigen hundert Mikrosekunden, die zur Berechnung der FPT-Dichte dem Mikrocomputer des MEKPHA in digitaler Form, z.B. binär kodiert, vorliegen müssen.

Es wird deshalb eine digitale Realisierung der Zeitintervallmessung/einstellung (counter/timer) in Form eines programmierbaren (preset) Start/Stop-Zählers vorgeschlagen. Die Taktrate ist so hoch zu wählen, daß der Quantisierungsfehler keinen Einfluß auf die Meßgenauigkeit, d.h. auf die Bestimmung des Meßzeitpunktes t_M hat.

Realisiert wurde der Start/Stop-Zähler in Form eines kaskadierten Synchronzählers (16 Bit) in 10 K-EcL Technik, der Taktraten bis zu 100 MHz verarbeiten kann (Quantisierungszeit ≥ 10 nsec). Das Schaltbild ist im Anhang dargestellt. Das Funktions-schaltbild zeigt Abb. 3.14a.

Messung der Zeitpunkte t_e des ersten Schwellüberschreitens (s. Abb. 3.14)

Die Höhe der Schwellspannung U_S wird zu Beginn der Messung aus dem Quotienten, Anzahl k_{FPT} der Schwellüberschreitungen zur Gesamtanzahl n der Pulse über eine sukzessive Approximation eingestellt. (Zur Wahl von k_{FPT}/n siehe unter Meßergebnisse zur FPT-Dichte in Kap. 3.4.2.2).

Zur Bestimmung der Zeitpunkte t_e werden der Puls-generator und der $t_{e,M}$ -Zähler gleichzeitig von der Steuer- und Kontrolleinheit gestartet. Bei einer Überschreitung von U_S durch $U_M(t)$ geht das Ausgangssignal $\bar{U}_{\text{komp}}$ des Komparators von logisch '0' auf logisch '1'. Dieser Zeitpunkt wird mit einem positiv flankengetriggerten D-Flipflop festgehalten. Das Ausgangssignal $\bar{U}_{\text{FPT}}$ des Flipflops stoppt den $t_{e,M}$ -Zähler und informiert die Steuer- und Kontrolleinheit über den auszulesenden gültigen Zählerstand.

Einstellen des Zeitpunktes t_M (s. Abb. 3.14)

Der $t_{e,M}$ -Zähler wird hierzu über seine Programmier-eingänge vom Mikrocomputer so vorgesetzt (preset), daß der Zeitraum bis zum Erreichen des maximalen Zählerstandes identisch mit dem Zeitintervall $t_M - t_p$ ist. Der maximale Zählerstand wird durch das Signal U_{t_M} ($\hat{=}$ terminal count signal) zum Zeitpunkt t_M angezeigt. Die Ermittlung des Wertes von t_M wird in Kap. 3.4.2 und Kap. 3.4.3 beschrieben.

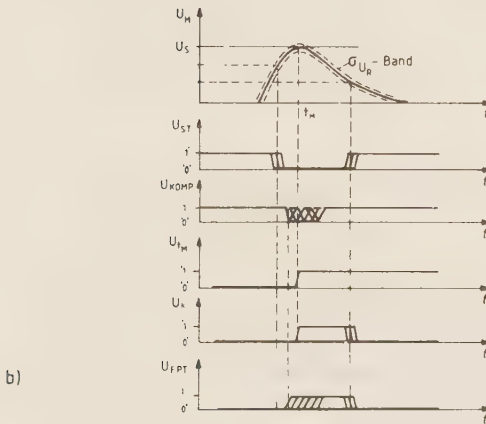
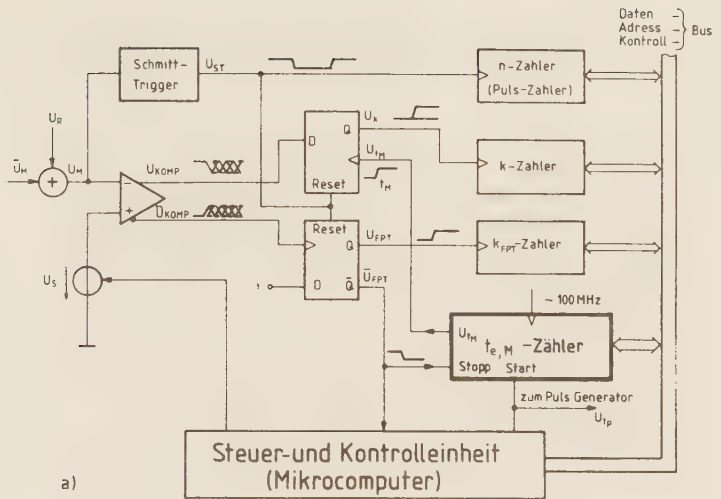


Abb. 3.14: a) Funktionsschaltbild des MEKPHA zur Bestimmung von t_e und Einstellung von t_M
b) Zeitverläufe zu a)

3.4.2.2 BILDUNG EINES VORLÄUFIGEN, ROBUSTEN SCHÄTZERS FÜR t_M AUS DEN MESSERGEBNISSEN ZUR FPT-DICHTE

Die verwendete Meßschaltung ist identisch mit der aus Kap. 3.3.5, Abb. 3.11. Pulse und Rauschen werden mit Generatoren erzeugt, linear überlagert und gelangen schließlich auf den Eingang des Komparators des MEKPHA.

Es wurden der Einfluß der Schwelle U_S auf die Dichte $h(U_S; t)$ bei konstantem Rauscheffektivwert ζ_{UR} (s. Abb. 3.15) sowie der Einfluß des Rauscheffektivwertes ζ_{UR} auf die Dichte $h(U_S; t)$ bei konstanter Wahrscheinlichkeit ($k_{FPT}/n = \text{const}$) für das erste Überschreiten von U_S untersucht (s. Abb. 3.16). Als Referenz zu den Dichten $h(U_S; t)$ wurde das Pulsdach gemäß Kap. 3.3.3 gemessen und graphisch dargestellt. Aus den Meßergebnissen lassen sich folgende Schlüsse ziehen:

1. Bei einer hohen Wahrscheinlichkeit für eine Schwellüberschreitung durch $U_M(k_{FPT}/n = 0,9)$ zeigt $h(U_S; t)$ eine typisch positive Schiefe. Das Maximum von $h(U_S; t)$ sowie die Erwartung von t_e liegen vor dem gesuchten Meßzeitpunkt t_M (s. Abb. 3.15, Kurve 1). Dieses Ergebnis ist insoweit verständlich, da auch mit größer werdender Rauschbandbreite und zunehmender "Flachheit" des Pulsdaches die Wahrscheinlichkeit für eine erste Schwellüberschreitung vor t_M steigt.
2. Erst bei abnehmenden Wahrscheinlichkeiten für eine Schwellüberschreitung (Abb. 3.15, Kurven 2 und 3) nähern sich erwartungsgemäß der Zeitpunkt

des Maximums von $h(U_S; t)$ sowie die Erwartung von t_e dem Meßzeitpunkt t_M . Für $k_{FPT}/n = 0,05$ ist - an obiger Stelle - die Erwartung von t_e ungefähr gleich t_M .

3. Von besonderer Wichtigkeit ist der geringe Einfluß des Rauscheffektivwertes ζ_{UR} auf den Zeitpunkt des Maximums von $h(U_S; t)$ und die Erwartung von t_e , wenn nur die Wahrscheinlichkeit für ein Überschreiten von U_S für alle ζ_{UR} gleich bleibt (s. Abb. 3.16). Wegen der Welligkeit des Daches der Dichte $h(U_S; t)$ bei hohen Rauscheffektivwerten (Abb. 3.16, $\zeta_{UR,3}$) wurde als Schätzer für t_M die Erwartung von t_e und nicht der Zeitpunkt des Maximums von $h(U_S; t)$ gewählt. Somit ist

$$\hat{t}_M = \frac{1}{k_{FPT}} \int_{t=t_u}^{t_o} t \cdot h(U_S; t) dt \approx E(t_e) \quad (3-70)$$

wobei $t_u = \min \{t : h(U_S; t) > 0\}$

$t_o = \max \{t : h(U_S; t) > 0\}$

In den Abb. 3.15 und 3.16 sind die Erwartungswerte der t_e angegeben.

Zur Einstellung der Schwellspannung U_S wurde das Verhältnis $k_{FPT}/n \approx 0,2$ gewählt, so daß in einer relativ kurzen Meßzeit ein hinreichend genauer Schätzwert für t_M ermittelt werden kann (s. auch Abb. 3.16). Für die Wahl von n gelten hier nicht die Genauigkeitsanforderungen wie zur Bestimmung des Pulsmaximums $\tilde{U}_{M, \max}$ (s. Kap. 3.3.4). Es hat sich gezeigt, daß mit $n = 10^3$ (und auch schon mit kleineren Werten für n) die Schätzwerte für t_M unwesentlich von den entsprechenden Werten für $n = 5 \cdot 10^4$ aus Abb. 3.16

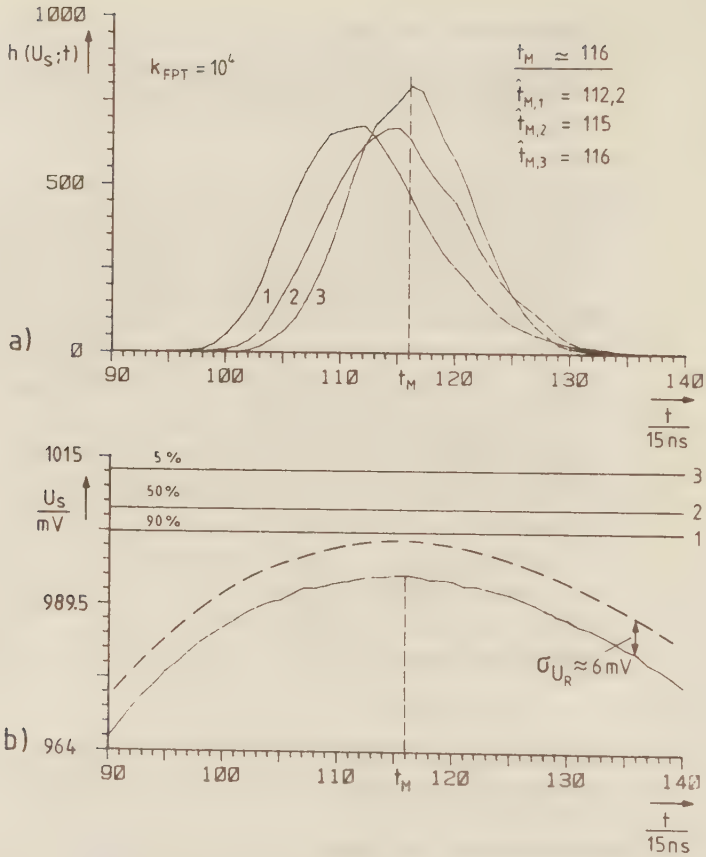


Abb. 3.15: a) FPT-Dichte mit der Schwellspannung U_S als Parameter; die zur Kurvenparametrierung 1, 2, 3 zugehörigen Schwellspannungen sind b) zu entnehmen
 b) Pulsdach mit überlagertem Rauschanteil (σ_{U_R}); die Schwellen 1, 2, 3 sind für die angegebenen Verhältnisse von k_{FPT}/n [in %]eingestellt worden.

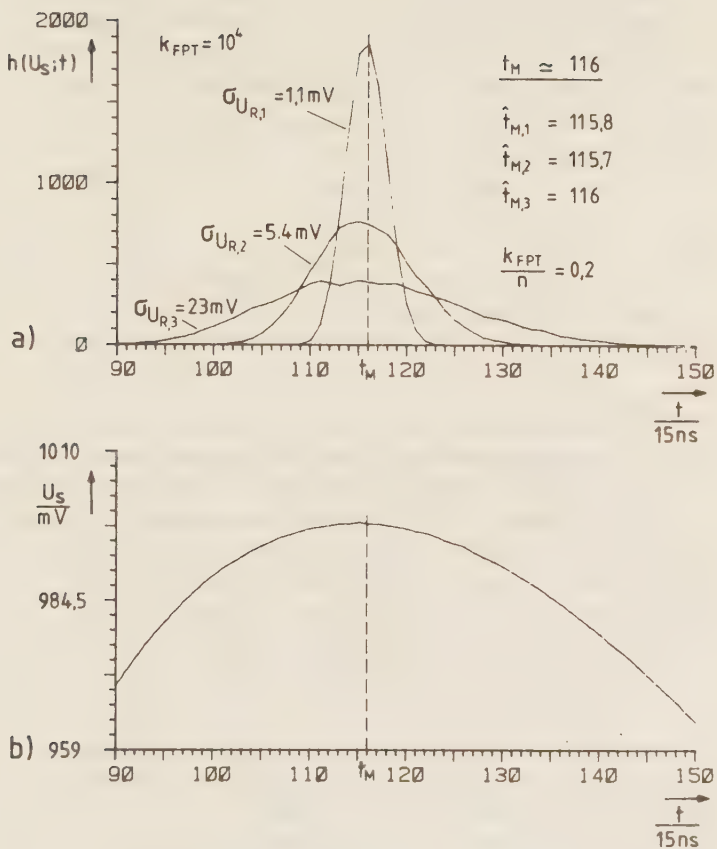


Abb. 3.16: a) FPT-Dichte mit σ_{U_R} als Parameter
Die Schwellspannungen U_S sind in Ab-
hängigkeit von σ_{U_R} so eingestellt,
daß immer $k_{FPT}/n \approx 0.2$ gilt.
b) Verlauf eines Pulsdaches

abweichen. Mit einer Auflösung des Digital/Analog Umsetzers (für U_S !) von n_{DAU} Bit, einer Pulswiederholfrequenz f_p und n Pulsen zur Bestimmung von k_{FPT}/n , ergibt sich zur Einstellung von U_S und zur Messung der FPT-Dichte (und somit zur Bildung von $\hat{t}_M$) eine Meßzeit t_{FPT} von

$$t_{FPT} = \frac{n}{f_p} (n_{DAU} + 1) \quad (3-71)$$

Für $n = 10^3$, $f_p = 50$ KHz und $n_{DAU} = 10$ Bit folgt

$$t_{FPT} \approx 0,22 \text{ sec}$$

Für kleine Werte von k_{FPT}/n liegt $\hat{t}_M$ in der nächsten Umgebung von t_M und bildet somit einen sehr guten Schätzwert. Da im Rahmen dieser Arbeit keine Genauigkeitsangabe für $\hat{t}_M$ als Funktion von k_{FPT}/n gemacht werden kann, ist eine Kontrolle und eine eventuelle Korrektur von $\hat{t}_M$ nötig. Es wird deshalb im nächsten Abschnitt ein Verfahren zur Verbesserung des Schätzwertes für t_M angegeben.

3.4.3 ERMITTLUNG DES ENDGÜLTIGEN SCHÄTZERS FÜR t_M

Zuerst bietet es sich an, die Höhe des Pulsdaches in einer hinreichend großen Umgebung um $\hat{t}_M$, d.h. t_M mit eingeschlossen, zu messen. Durch einfaches Aufsuchen des Maximums der gemessenen Werte, bzw. durch eine vorgeschaltete, nichtlineare Regression der Pulsdachwerte bezüglich der Meßzeiten, kann der

endgültige Schätzer t_M^0 für t_M bestimmt werden. Nachteilig an diesem Verfahren ist jedoch die lange Meßzeit. Mit den Beispielen aus Abb. 3.12 ergeben sich für die Ermittlung eines Wertes des Pulsdaches Meßzeiten von 5,16 sec bis 15,2 sec ($n = 10^4$, $f_p = 50$ KHz). Die Berechnungsgrundlagen sind Kap. 3.3.5 zu entnehmen. Für angenommene 10 Pulsdachwerte ergeben sich somit Zeiten von 51.6 sec bis 152 sec.

Wesentlich kürzere Meßzeiten erhält man, indem nicht die Höhe des Pulsdaches, sondern ein Maß für den Abstand des Pulsdaches von einer hierfür günstig eingestellten Schwelle geschätzt wird.

Hierzu wird der $t_{e,M}$ -Zähler auf den Zeitpunkt $\hat{t}_M$ ($\hat{t}_M$ gerundet auf den nächstmöglichen Wert des Zählers) und die Schwelle U_S nach (3-33) auf den Wert $\tilde{U}_M(\hat{t}_M)$ eingestellt, so daß sich mit (3-36/37)

$$\chi(U_S, \hat{t}_M) = \frac{k}{n} \simeq P\left\{U_M(\hat{t}_M) \leq U_S\right\} = 0,5 \quad (3-72)$$

ergibt. Der Abstand zwischen Schwelle und Pulsdach ist also für den Zeitpunkt $\hat{t}_M$ identisch Null.

Sei nun für einen Zeitpunkt t , der sich "ganz in der Nähe" von $\hat{t}_M$ befindet,

$$\tilde{U}_M(t) < \tilde{U}_M(\hat{t}_M) = U_S \quad , \quad (3-73)$$

so ist bei gleicher Schwelle U_S

$$\chi(U_S, t) = \chi(t) > \chi(\hat{t}_M) \quad (3-74)$$

Liegt der Wert von $\chi(t)$ im näherungsweise linearen Bereich der Verteilungsfunktion des dem Puls überlagerten Rauschens (s. auch 3-57)

$$0,3 < \chi(t) < 0,7 \quad , \quad (3-75)$$

dann ist der Abstand Pulsdach - Schwelle der Differenz $|\chi(t)-0,5|$ direkt proportional:

$$|\chi(t)-0,5| \sim |\tilde{U}_M(t) - U_S| \quad (3-76)$$

Zur Bestimmung des endgültigen Schätzers t_M^0 für t_M sind die Meßzeitpunkte der $\chi(t)$ im Bereich

$$t_{11} < t_M < t_{12}$$

einzustellen, so daß sich für die $\chi(t)$ ein eindeutiges Minimum ergibt. Somit ist

$$t_M^0 = \left\{ t : \min(\chi(U_S, t)) \right\} \quad (3-77)$$

Um den näherungsweise linearen Bereich der Verteilungsfunktion des überlagerten Rauschens besser auszunutzen, wird zu Beginn der Messung $\chi(\hat{t}_M) \approx 0,4$ und nicht wie oben $\chi(\hat{t}_M) \approx 0,5$ gesetzt, da wegen $\hat{t}_M \approx t_M$ ein Unterschreiten der Schwelle wahrscheinlicher ist als ein Überschreiten. In Abb. 3.17 sind die qualitativen Verläufe des Pulsdaches, der Schwelle und der $\chi(t) = k/n$ dargestellt.

Vom Prinzip ist die Bedingung (3-75) nicht notwendig, da mit (3-77) auch ein nichtlinearer Zusammenhang zum korrekten Ergebnis führt. Allerdings ist (3-75) der Bereich der größten Empfindlichkeit der $\chi(t)$ bezüglich Änderungen des Abstandes Pulsdach - Schwelle und sollte schon deswegen eingehalten

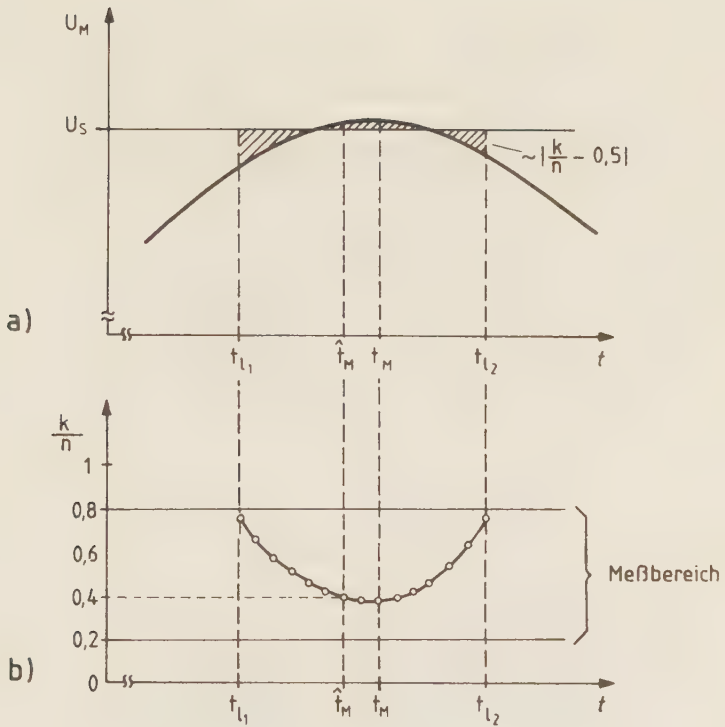


Abb. 3.17: a) Verlauf des Pulsdaches und der Schwelle. Der zu $|k/n - 0,5|$ proportionale Bereich ist schraffiert dargestellt

b) resultierender Verlauf von $\chi(t) = k/n$

werden. Außerdem hat sich gezeigt, daß für stark
verrauschte Pulsdächer eine Regression der $\chi(t)$ not-
wendig ist. Liegen die $\chi(t)$ im linearen Bereich (3-75),
so reicht eine Regression mit einem Polynom zweiter
Ordnung, da sich das Pulsdach immer als Parabel
approximieren läßt.

Die Zeit zur Bestimmung von t_M^0 beträgt im Vergleich
zu den 51,6 sec bis 152 sec (s.o.) nur noch ca.
2 sec.

3.5 REALISIERTER AUFBAU DES LINEARITÄTSMESSPLATZES

Im ersten Teil dieses Kapitels werden alle wichtigen Komponenten und die an sie zu stellenden Anforderungen aufgrund der angestrebten Meßgenauigkeit und im zweiten Teil der Ablauf einer Linearitätsmessung dargestellt.

Neben der selbst entwickelten Elektronik für den Mikroprozessorgesteuerten Einkanal-Pulshöhenanalysator (MEKPHA-Elektronik) wurde auf vorhandene Laborgeräte wie Pulsverstärker und Pulsgeneratoren zurückgegriffen. Abb. 3.18 zeigt ein Foto des Meßplatzes.

3.5.1 MIKROCOMPUTER

Für die Steuerung des Meßplatzes wurde ein am Lehrstuhl vorhandenes Mikrocomputer-Entwicklungssystem eingesetzt. Es basiert auf der SBC 80/10 Platine der Firma INTEL /29/ mit dem Prozessor 8080A. Hardwarefunktionseinheiten wie Floatingpoint-Prozessor /30/, intelligente Semigraphik /31/, universelle EPROM-Programmiereinheit /32/ sowie eine Kopplung mit dem Institutsprozeßrechner PDP 11/60 machen diesen Computer zur Ablaufsteuerung und schnellen Auswertung und Darstellung der Meßergebnisse bestens geeignet.

Die gesamte Software ist in Assembler geschrieben und auf dem Prozeßrechner PDP 11/60 mit Hilfe eines Cross-Assemblers übersetzt worden. Der so erzeugte

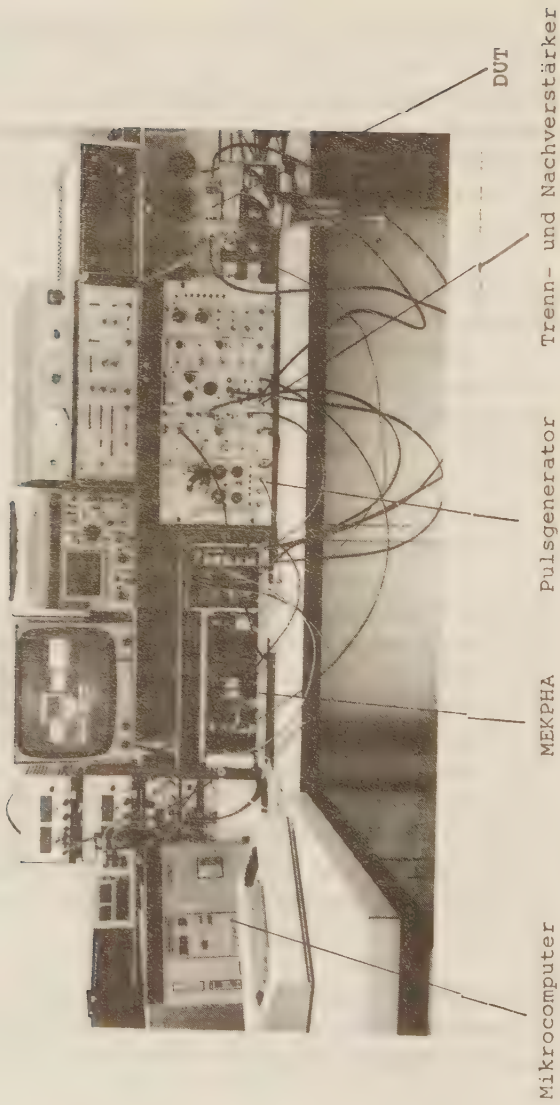


Abb. 3.18: Laboraufbau des Linearitätsmeßplatzes

Objekt-Code wurde über die Rechnerkopplung (V24, 9600 Baud) in den Schreib/Lesespeicher (RAM) des Mikrocomputers geladen und über ein kleines "Betriebssystem" des Mikrocomputers gestartet.

Abgesehen von den üblichen Routinen zur Speichermodifikation und zum gezielten Setzen von Programmunterbrechungen (Breakpoints) verfügt der Mikrocomputer über eine umfangreiche residente Arithmetik-, Plot- und Ein/Ausgabe Software, auf die über den Cross-Assembler zugegriffen werden kann.

3.5.2 PULSGENERATOR

Die Anforderungen an einen Pulsgenerator setzen sich wie folgt zusammen:

- externe Triggermöglichkeit
- einstellbare Pulsform
- Wiederholfrequenz ≥ 100 kHz
- Kurzzeitstabilität der Amplitude

Zum Einsatz kam der am Lehrstuhl vorhandene Pulsgenerator BNC PB-4 der Firma Berkeley Nucleonics /33/.

3.5.3 DYNAMIKREDUZIERUNG UND KALIBRIERUNG

Wie schon in Kap. 3.2 dargestellt wurde, besteht die Anordnung zur Dynamikreduzierung und Kalibrierung aus einem Festwertabschwächer, zwei komplementär gesteuerten Abschwächern, zwei Umschaltern, zwei

Trennverstärkern und einem Nachverstärker (s. auch Abb. 3.5). Im folgenden werden die Komponenten einzeln besprochen.

Abschwächer

Als Festwertabschwächer eignen sich segmentierbare bzw. manuell einstellbare Abschwächer mit einer Signalbandbreite ≥ 10 MHz. Die Anforderungen an die komplementär gesteuerten Abschwächer werden - abgesehen von der Signalbandbreite und einem möglichst großen (≈ -60 dB), fein quantisierbaren Dämpfungsbereich - von der Möglichkeit einer schnellen, rechnergeführten Steuerung bestimmt. Eingesetzt wurden Breitbandkoaxialabschwächer, wie sie z.B. in der Hochfrequenztechnik üblich sind /34/. Die Dämpfungsschrittweite beträgt ca. 0,1 dB ($\hat{=}$ Abschwächung von ungefähr 1%), die Einschwingzeit ca. 5 msec.

Zur möglichst exakten, komplementären Einstellung der Abschwächer wurden die realen Dämpfungswerte der einzelnen Abschwächerstufen gemessen und von dem steuernden Programm zur Optimierung der komplementären Einstellung verwendet (zur Auswirkung von Fehleinstellungen siehe 3.5.4: Vergleichsspannung).

Umschalter

Die Umschalter wurden ebenfalls in Koaxialtechnik realisiert. Wichtig ist, daß sich die Durchlaßwiderstände der beiden Schalterstellungen während des

gesamten Ablaufs einer Linearitätsmessung nicht wesentlich ändern. Sie bewirken ansonsten einen zusätzlichen Linearitätsfehler. Für Schwankungen der Durchlaßwiderstände von wenigen $m\Omega$ kann der Einfluß auf das Meßergebnis vernachlässigt werden. Die eingesetzten Umschalter verursachten keinen signifikanten Meßfehler (s. auch Kap. 3.6: Meßergebnisse).

Trennverstärker

Neben den (am Lehrstuhl) vorhandenen Pulsverstärkern /35/ wurden voll gegengekoppelte Breitband-Operationsverstärker (Spannungsfolger) in Hybridtechnik mit einer Slewrate von ca. 2000 V/ μ sec eingesetzt /36/. Wie schon in Kap. 3.2.4 gezeigt wurde, ist ein sorgfältiger Offsetabgleich erforderlich, um Verfälschungen der Meßergebnisse und ein allzu großes Abweichen von der Bezugsspannung (s.u.) zu vermeiden.

Nachverstärker

Die Hauptforderung an den Nachverstärker besteht in einer großen einstellbaren Verstärkung. Der Einfluß der Offsetspannung auf das Meßergebnis ist nicht so gravierend (s. Kap. 3.2.4). Zum Einsatz kam der Linearverstärker TC 205A der Fa. Tennelec Inc. /11/, der eine einstellbare Verstärkung von maximal 3000 besitzt.

3.5.4 MEKPHA-ELEKTRONIK

Die MEKPHA-Elektronik ist auf insgesamt fünf doppel-seitig kupferkaschierten Leiterplatten im Europa-format aufgebaut. Hinzu kommen noch drei, ein wenig größere (13,5 x 23 cm) Leiterplatten für die Aufnahme der Abschwächer, der Umschalter und deren An-steuerelektronik. Alle Leiterplatten sind in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht und über ein Bus-system verbunden. Die Ankopplung an den Bus des steuernden Mikrocomputers erfolgt über ein Flach-kabel mit der entsprechenden Treiberelektronik.

Die Schaltpläne zur MEKPHA-Elektronik sind im Anhang dargestellt. An dieser Stelle werden nur die wich-tigsten Aspekte behandelt.

Komparator

Der Komparator gehört mit zu den kritischsten Teil-en der MEKPHA-Elektronik. Er hat die Aufgaben

1. zu einem definierten Meßzeitpunkt t_M
auch kleinste Unter- bzw. Überschreitungen
der Vergleichsspannung durch die dem Puls
überlagerte Rauschspannung und
2. das erste Überschreiten der Vergleichs-
spannung durch die dem Puls überlagerte
Rauschspannung zu detektieren.

In beiden Fällen werden Komparatoren mit sehr hohen Verstärkungen benötigt, wenn man berücksichtigt, daß auch Differenzspannungen (Overdrive) im μV -Bereich zu einem eindeutigen (digitalen) Ausgangssignal führen sollen. Hinzu kommt, daß die Zeitdauer einer Unter- bzw. Überschreitung der Vergleichsspannung sehr kurz (einige nsec) sein kann. Die hierfür erforderliche hohe Bandbreite läßt sich aber zusammen mit einer hohen Verstärkung ($\geq 10^4$) nicht realisieren /37/.

Die Meßaufgabe unter 1. kann jedoch unter der Voraussetzung gelöst werden, daß nur ab dem Meßzeitpunkt t_M eine hohe Verstärkung (bei hoher Bandbreite) benötigt wird. Dies läßt sich mit Komparatoren realisieren, die in der Differenzverstärker-Eingangsstufe ein sogenanntes "Latch" haben, das sich extern aktivieren läßt. Zum Zeitpunkt t_M der Aktivierung der Latchfunktion wird die augenblicklich anliegende Differenzspannung durch Mitkopplung (quasi unendlich hoch) verstärkt und erzeugt während der Aktivierungszeit einen eindeutigen Ausgangszustand, der jetzt ohne Zeit- und Pegelprobleme von dem nachgeschalteten Flipflop zur Weiterverarbeitung übernommen werden kann.

Für die Meßaufgabe unter 2. läßt sich die Latchfunktion allerdings nicht verwenden. Man bleibt hier auf Überschreitungen der Vergleichsspannung angewiesen, die einen ausreichenden Pegel des Ausgangssignals zur Ansteuerung des nachgeschalteten zweiten flankensensitiven D-Flipflops hervorrufen. Hierdurch bedingte Meßfehler beeinflussen jedoch nicht die Signifikanz der Meßergebnisse (s. auch Kap. 3.4.2 zur FPT-Dichte).

Eingesetzt wurde der Komparator AM 685 der Fa. Advanced Micro-Devices /38/. Zu bemerken wäre noch, daß der Einfluß der Offsetspannung dieses Komparators (≤ 2 mV) auf das Meßergebnis (INL) vernachlässigt werden kann. Bei einer Bezugsspannung von 1000 mV (s.u.) liegt der Fehler im %-Bereich vom Meßergebnis.

Vergleichsspannung U_S

Die Konzeption einer programmierbaren Spannungsquelle zur Erzeugung der Vergleichsspannung U_S wird im wesentlichen bestimmt durch

1. die Wahl der Bezugsspannung für die Amplituden von $U_{M,D}$ bzw. $U_{M,C'}$
2. den zu erwartenden Dynamikbereich von $U_{M,D}$ und $U_{M,C'}$
3. die kleinste einstellbare Spannungsschrittweite U_Q ,
4. und die erforderliche Stabilität der Vergleichsspannung bzgl. Temperaturschwankungen während eines Meßzykluss.

zu 1: Die Wahl der Bezugsspannung für die Amplituden von $U_{M,C}$ bzw. $U_{M,D'}$ und somit die Festlegung der mittleren Vergleichsspannung, wird durch den Gleichtaktaussteuerbereich und die Offset-

spannung des Komparators sowie durch den zu erwartenden Effektivwert des überlagerten Rauschens und dem maximal möglichen Verstärkungsfaktor des Nachverstärkers beeinflusst.

Der Gleichtaktaussteuerbereich des eingesetzten Komparators begrenzt die Bezugsspannung auf Werte kleiner 3 V. Kleine Bezugsspannungen (mV) führen zu einer Verfälschung der Meßergebnisse durch die Offsetspannung (≤ 2 mV) des Komparators. Erst für Spannungen von 100 mV an aufwärts liegt der Fehler im %-Bereich.

Für die Bestimmung der Zeitpunkte des ersten Überschreitens der Vergleichsspannung durch das dem Puls überlagerte Rauschen (FPT-Dichte) sind Augenblickswerte der Rauschspannung erforderlich, die zu einem eindeutigen Wechsel des Ausgangspegels des Komparators führen. Nur so können Überschreitungen von dem nachgeschalteten Flipflop erkannt werden (s. Abb. 3.14). Um dies zu erreichen, muß der Verstärkungsfaktor des Nachverstärkers möglichst groß gewählt werden, was gleichbedeutend mit einer hohen Bezugsspannung ist.

In Anbetracht der oben aufgeführten Gründe wurde eine Vergleichsspannung von 1 V gewählt. Der Verstärkungsfaktor des Nachverstärkers bleibt so in realisierbaren Grenzen (≤ 1000), der Einfluß der Offsetspannung auf das Meßergebnis ist vernachlässigbar, der Gleichtaktaussteuerbereich wird nicht überschritten und

die Augenblickswerte der Rauschspannung sind
- für alle Betriebsfälle - ausreichend.

Zu 2: Abweichungen der Spannungen $U_{M,D}$ und $U_{M,C}$ von der Bezugsspannung werden durch die begrenzt genaue Einstellbarkeit des Festwertabschwächers und der komplementär gesteuerten Abschwächer, sowie durch die Nichtlinearität des DUT selbst verursacht. Schwankungen der Ausgangsamplitude des Pulsgenerators können hier vernachlässigt werden.

Mit einer maximalen Ungenauigkeit des Festwertabschwächers sowie der komplementär gesteuerten Abschwächer von ca. 0,2 dB, beträgt die Abweichung von der Bezugsspannung ca. 46 mV (worst case). Hinzu kommen die Abweichungen durch die Nichtlinearität des DUT, die - bei maximalen Integralen Nichtlinearitäten von einigen Prozent - zu einer Gesamtabweichung von ca. 100 mV führt.

Gewählt wurde ein Einstellbereich der Vergleichsspannung von ca. ± 128 mV um die Bezugsspannung von 1 V (s. auch: zu 3).

Zu 3: Die kleinste einstellbare Schrittweite der Vergleichsspannung wird durch das dem Puls überlagerte Rauschen bestimmt. So müssen z.B. zur Berechnung des Schätzers $\hat{U}_S$ für das ungestörte Pulsmaximum hinreichend viele Vergleichsspannungen im näherungsweise linearen

Bereich der Rauschverteilungsfunktion
 $(0,3 \leq P\{U_M(t_M) \leq U_S\} \leq 0,7)$ liegen (s. auch
Kap. 3.3.4 zur Genauigkeit der Schätzung).

Ähnliche Überlegungen gelten für die Festle-
gung der Vergleichsspannung zur Bestimmung
der FPT-Dichte. Es hat sich gezeigt, daß eine
Schrittweite für die Vergleichsspannung von
255 μV vollkommen ausreichend ist (s. auch
Meßergebnisse in Kap. 3.3.5 und Kap. 3.4.2.2).
Mit dem Einstellbereich der Vergleichsspannung
von ± 128 mV (um 1 V) entspricht die Schritt-
weite von 255 μV einer Auflösung von 10 Bit.

zu 4: Die Konstanz der Vergleichsspannung ist nur
während eines Meßzykluss, d.h. während einer
Kalibrierungs- und DUT-Messung, erforderlich.
Diese Kurzzeitstabilität (einige Sekunden bis
zu einer Minute) wird hauptsächlich durch die
verwendete Referenzspannungsquelle bestimmt
/23/. Die augenblicklich besten Referenzspannungs-
quellen haben Temperaturkoeffizienten (TK) von
ca. 1 ppm/°C, so daß ihr Einfluß auf das Meß-
ergebnis zu vernachlässigen ist. Eingesetzt
wurde eine Referenzspannungsquelle der Fa.
Harris (1600-2) mit einem TK von ca. 1,3 ppm/°C.

Der schaltungstechnische Aufbau der program-
mierbaren Vergleichsspannungsquelle ist im
Anhang dargestellt.

3.5.5 ABLAUF EINER LINEARITÄTSMESSUNG

Der Ablauf einer Linearitätsmessung läßt sich in drei aufeinanderfolgende Prozeduren unterteilen:

1. Voreinstellungen
2. Linearitätsmessung
3. Dokumentation

zu 1: Zu Beginn einer Messung wird der Verstärkungsfaktor des Nachverstärkers auf den kleinstmöglichen Wert eingestellt (≈ 1). Hiermit wird, solange die Abschwächer noch nicht programmiert sind, ein unzulässig hoher Spannungswert am Komparator vermieden. Nach Festlegung der Pulswiederholfrequenz und der Pulsform werden dem Mikrocomputer (über einen Dialog) das Minimum und Maximum der Eingangsamplitude eingegeben, woraus er die Anfangsdämpfungswerte der Abschwächer berechnet, sie entsprechend programmiert und den Leitungszug 'Kalibrierung' aktiviert. Jetzt wird die Verstärkung des Nachverstärkers (manuell) soweit erhöht, bis die Amplitude von $U_{M,C}$ am Komparatoreingang der MEKPHA-Elektronik möglichst genau 1 V beträgt.

Zur Festlegung des Dämpfungsfaktors a_F des Festwertabschwächers wird vom Mikrocomputer (nach entsprechender Aufforderung) der Leitungszug 'DUT' aktiviert. Der Dämpfungsfaktor

a_F ist jetzt so zu wählen, daß die Amplitude von $U_{M,D}$ ebenfalls möglichst genau 1 V beträgt.

zu 2: Die Linearitätsmessung verläuft ab jetzt vollautomatisch. Zuerst werden die Meßzeiten $t_{M,CAL}$ und $t_{M,DUT}$ aus den entsprechenden FPT-Dichten (s. Kap. 3.4) und danach die Bezugspunkte $U_{M,C}(U_{E,max})$ und $U_{M,D}(U_{E,max})$ gemessen, wobei jeder Neueinstellung der komplementär gesteuerten Abschwächer eine Überprüfung und Korrektur der Meßzeitpunkte $t_{M,CAL}$ und $t_{M,DUT}$ vorausgeht (s. Kap. 3.4.3). Die Schrittweite, um die die Eingangsspannung U_E - angefangen von $U_{E,max}$ bis $U_{E,min}$ - vermindert wird, ist auf $(U_{E,max} - U_{E,min})/13$ (d.h. 14 Meßpunkte!) festgelegt. Die untere Grenze der Schrittweite wird durch die kleinste Stufung der Abschwächer von 0,1 dB bestimmt. Das steuernde Programm überprüft die Einhaltung der kleinsten Schrittweite und korrigiert bei Bedarf über die Reduzierung der Meßpunkte (d.h. ≤ 14). Der augenblickliche Zustand des Meßablaufs wird auf einem Videomonitor als Blockschaltbild dargestellt (s. Abb. 3.19). Der Benutzer ist somit jederzeit in der Lage, den Meßablauf zu verfolgen. Anzeigt werden:

- der aktive Leitungszug (Helltastung)
- die Dämpfungswerte der komplementär gesteuerten Abschwächer
- die Amplituden von $U_{M,C}$ und $U_{M,D}$
(in Abb. 3.19 als U_{CAL} und U_{DUT} bezeichnet).

- die Effektivwerte der überlagerten Rauschspannung (mit N_{DUT} und N_{CAL} bezeichnet)
- die Meßzeiten $t_{M,CAL}$ und $t_{M,DUT}$ in Quantisierungseinheiten des $t_{e,M}$ -Zählers
- der Betriebsmodus
 - FPT : Bestimmung von t_M^O
 - Latch: Bestimmung von $U_{M,C}$ und $U_{M,D}$

Nach Beendigung der Messung wird die Integrale Nichtlinearität als Funktion der Aussteuerung berechnet und die Extremwerte INL_{min} und INL_{max} auf einem Videomonitor ausgegeben.

zu 3: Die Dokumentation der Meßergebnisse erfolgt mit einem Plotter. Ausgegeben wird die Integrale Nichtlinearität als Funktion der Eingangsspannung.

3.6 MESSERGEBNISSE

Wie in den Kapiteln 3.2 und 3.3 gezeigt wurde, bestimmen statistische Schwankungen der Schätzungen für $U_{M,D}$ und $U_{M,C'}$ sowie Fehler der Elektromechanik (Umschalter) und Elektronik die Genauigkeit der Meßergebnisse.

Abweichungen zwischen den Ist- und Sollwerten der Eingangsspannung U_E aufgrund von ungenauen Einstellungen des Abschwächers I und Langzeitschwankungen der Amplitude des Pulsgenerators, bewirken hingegen "nur" eine kleine Verzerrung der U_E -Achse ($< 1\%$ des Sollwertes).

Im folgenden soll anhand von Meßergebnissen zuerst die Eigengenauigkeit des Meßplatzes und schließlich die Genauigkeit des Meßplatzes bei der Bestimmung der Integralen Nichtlinearität (INL) eines Referenz-DUT dargestellt werden.

3.6.1 EIGENGENAUGKEIT DES MESSPLATZES

Bei dieser Messung darf der Leitungszug DUT keinen zusätzlichen Fehler erzeugen. Als DUT bieten sich deshalb ein Koaxialkabel ($V_{DUT} = 1$), bzw. ein Breitband-Koaxialabschwächer mit einem geringen Dämpfungsfaktor ($\approx 0,9$) an. Zum Einsatz kam ein Breitband-Koaxialabschwächer mit einer Dämpfung von -1 dB, da der Einstellbereich der Vergleichsspannung U_S besser ausgenutzt wird. Die mittlere Differenz zwischen $U_{M,D}$ und $U_{M,C}$ liegt somit bei 100 mV.

Ansonsten wurde der Meßplatz wie folgt eingestellt:

- Pulsform	RC_2
- Pulswiederholfrequenz	50 kHz
- Pulsbreite (FWHM-Wert)	1,7 μ sec
- Pulsanstiegszeit	0,8 μ sec
- Min. Eingangsspannung	50 mV
- Max. Eingangsspannung	500 mV
- Schrittweite der Eingangsspannung	≈ 36 mV
- Anzahl (n) der Messungen pro Punkt der Verteilungsdichte des überlagerten Rauschens	10^4

Ein typisches Meßergebnis zeigt Abb. 3.20. Aufgetragen ist die Integrale Nichtlinearität über der Eingangsspannung U_E . Der maximale Fehler beträgt $|INL|_{\max} \leq 0,02 \%$, die Gesamtmeßzeit ca. 100 sec.

Die in Kap. 3.3.5 errechneten Werte für die Standardabweichung des Schätzers für das Pulsmaximum von $\sigma_{\hat{U}_S} \leq 20 \mu V$ (für $\sigma_{U_R} \leq 10$ mV) stimmen mit diesem Ergebnis gut überein, so daß der Einfluß von Hardwarefehlern auf das Meßergebnis vernachlässigt werden kann.

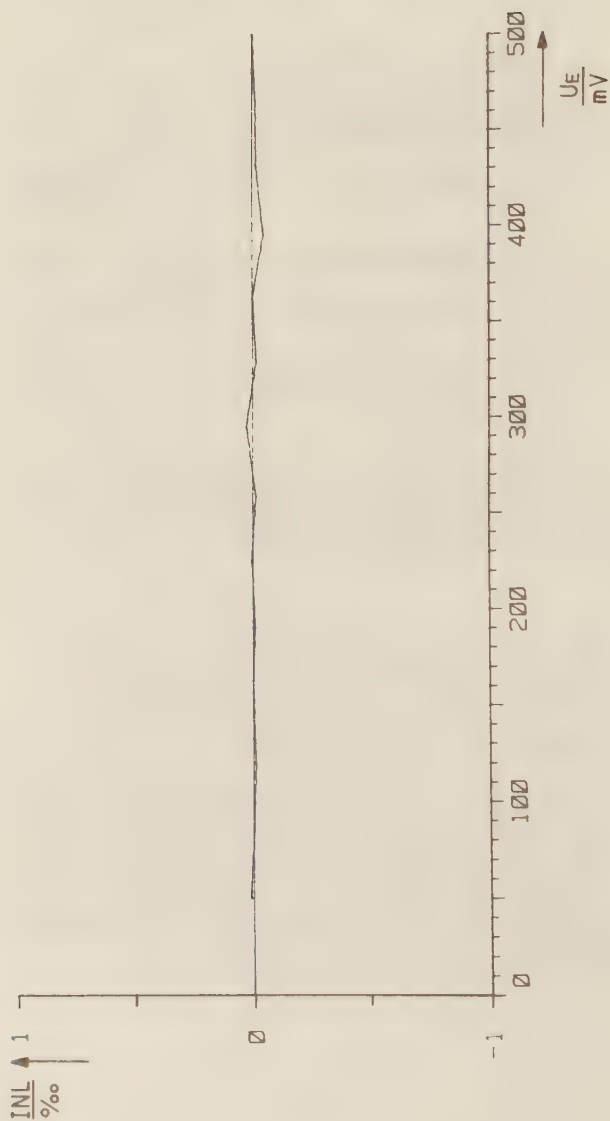


Abb. 3.20: Typischer Verlauf der Integralen Nichtlinearität des Meßplatzes mit einem Breitband-Koaxialabschwächer (-1 dB) als DUT

3.6.2 VERGLEICH DER BERECHNETEN UND GEMESSENEN INTEGRALEN NICHTLINEARITÄT EINES REFERENZ-DUT

In diesem Abschnitt wird ein Referenz-Dut vorgestellt, dessen einfache schaltungstechnische Struktur eine Berechnung seiner Integralen Nichtlinearität ohne großen Rechenaufwand hinreichend genau ermöglicht und einen direkten Vergleich mit den Meßergebnissen zuläßt. Voraussetzung ist allerdings eine quasi statische Aussteuerung, so daß dynamische Effekte bei der Berechnung und Messung (Wahl der Pulsform!) vernachlässigt werden können.

Die Schaltung des Referenz-DUT zeigt Abb. 3.21. Es handelt sich um zwei in Serie geschaltete Emitterfolger, von denen nur der letzte (nnp-Stufe) einen signifikanten, d.h. meßbaren, Beitrag zur Integralen Nichtlinearität leisten soll. Der erste Emitterfolger (pnp-Stufe) dient ausschließlich zur Anhebung des Ruhepegels, so daß für $U_0 = 0$ auch $U_A \approx 0$ gilt.

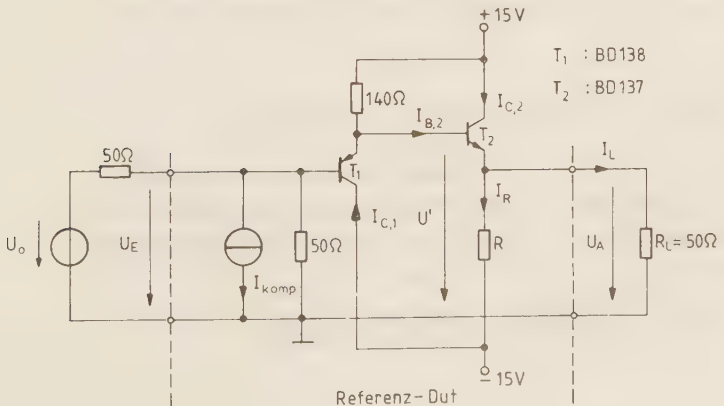


Abb. 3.21: Schaltbild des Referenz-DUT

Dimensionierung der ersten Stufe (T_1)

Diese Stufe wird weitestgehend linearisiert, wenn

- der Einfluß des Basisstroms $I_{B,2}$ auf U'
- und der Einfluß des Kollektorstroms $I_{C,1}$ auf $U_{BE,1}$

vernachlässigbar sind.

Erreicht wird dies durch einen hohen Kollektorruhestrom $I_{C,1}$ ($U_O = 0$), so daß $|I_{C,1}| \gg |I_{B,2}|$ und eine möglichst hohe positive Versorgungsspannung bei gleichzeitig kleinen Aussteuerungen von U_E ($15 \text{ V} \gg U_E$). Mit der Dimensionierung nach Abb. 3.21 ergibt sich mit einer maximalen Eingangsspannung von $U_{E,\max} < 3 \text{ V}$ eine Änderung der Basis-Emitterspannung $|\Delta U_{BE,1}| < 6 \text{ mV}$ (für $U_{E,\max} < 500 \text{ mV} \Rightarrow |\Delta U_{BE,1}| < 1 \text{ mV}$). Daraus folgen integrale Nichtlinearitäten von $|INL| < 0,08\%$.

Dimensionierung der zweiten Stufe (T_2)

Bei vorgegebener maximaler Eingangsspannung $U_{E,\max}$ wird der Verlauf der Integralen Nichtlinearität des zweiten Emittterfolgers von der Einstellung des Ruhestroms $I_{C,2}$ ($U_A = 0$) = $I_{R,Q} = 15 \text{ V}/R$ bestimmt. Für die Emitterspannung $U_{BE,2} = f(I_{C,2})$ gilt (vereinfachte Schockley-Gleichung: $U_{BE} \gg u_T$):

$$U_{BE,2}(I_{C,2}) = u_T \ln \left(\frac{I_{C,2}}{I_{O,2}} \right) \quad (3-78)$$

wobei u_T Temperaturspannung
 $I_{O,2}$ Kollektorreststrom

Nach Offsetkompensation mit I_{komp} ($U_O = 0 \Rightarrow U_A = 0$)
 ist für $U_O = 0$

$$U' = U_{BE,2} = u_T \ln \left(\frac{I_{R,Q}}{I_{O,2}} \right) \quad (3-79)$$

Mit der Annahme $U_{BE,1} \neq f(U_E) = \text{const (s.o.)}$ ist

$$U' = \frac{U_O}{2} + u_T \ln \left(\frac{I_{R,Q}}{I_{O,2}} \right) \quad (3-80)$$

und somit die Ausgangsspannung

$$U_A = \frac{U_O}{2} + u_T \left[\ln \left(\frac{I_{R,Q}}{I_{O,2}} \right) - \ln \left(\frac{I_{C,2}}{I_{O,2}} \right) \right]$$

$$\Rightarrow U_A = \frac{U_O}{2} - u_T \ln \left(\frac{I_{C,2}}{I_{R,Q}} \right) \quad (3-81)$$

Für $R \gg R_L$ ist

$$\frac{I_{C,2}}{I_{R,Q}} \approx 1 + \frac{U_A}{I_{R,Q} \cdot R_L} \quad (3-82)$$

so daß sich schließlich mit $U_E \approx \frac{U_O}{2}$ die (numerisch
 besser auswertbare) Umkehrfunktion $U_E = f(U_A)$ zu

$$U_E(U_A) = U_A + u_T \ln \left(1 + \frac{U_A}{I_{R,Q} \cdot R_L} \right) \quad (3-83)$$

ergibt.

Die Temperaturspannung u_T ist abhängig von der Sperrschichttemperatur θ (in $^{\circ}\text{C}$) des Transistors T_2 und berechnet sich zu

$$u_T(\theta) \approx 23,75 \left(1 + \frac{\theta}{273,150} \right) \text{ mV} \quad (3-84)$$

(abgeleitet aus $u_T = k \cdot T/q$, wobei k Boltzmann-Konstante, T absolute Temperatur und q Elementarladung)

Den qualitativen Verlauf der Übertragungskennlinie nach (3-83) zeigt Abb. 3.22

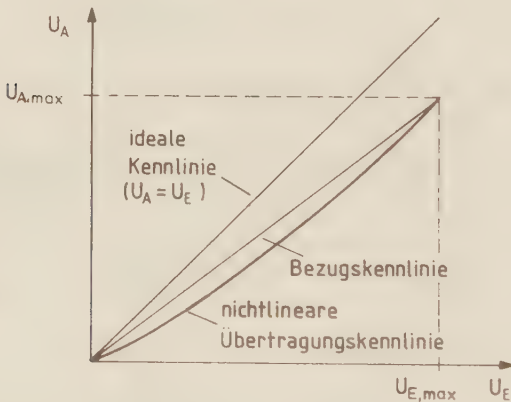


Abb. 3.22: Qualitativer Verlauf der Übertragungskennlinie eines Emitterfolgers

Die Integrale Nichtlinearität

$$\text{INL}(U_E) = \frac{U_A}{U_{A,\max}} - \frac{U_E}{U_{E,\max}} \quad (3-85)$$

wurde mit einem (FORTRAN-)Programm nach Eingabe von θ , R und $U_{E,max}$ berechnet und mit einem Plotter zum Vergleich mit den Meßwerten graphisch dargestellt.

Meßergebnisse

Gemäß der Voraussetzung zur Berechnung der Integralen Nichtlinearität des Referenz-DUT, wurde die Pulsform der Eingangssignale so gewählt, daß eine quasi statische Aussteuerung gewährleistet war. Der Meßplatz wurde wie folgt eingestellt:

- Pulsform	RC_2
- Pulswiederholfrequenz	50 kHz
- Pulsbreite (FWHM-Wert)	1,7 μ sec
- Pulsanstiegszeit	0,8 μ sec
- Min. Eingangsspannung	50 bzw. 100 mV
- Max. Eingangsspannung	0,5 bzw. 3 V
- Schrittweite der Eingangsspannung	36,4 bzw. 223 mV
- Anzahl der Messungen pro Punkt der Verteilungsdichte des überlagerten Rauschens	10^4

Die Sperrschichttemperatur θ wurde mit Hilfe der Gehäusetemperatur, der mittleren Verlustleistung und des Wärmewiderstandes (≤ 110 K/W) des Ausgangstransistors T_2 berechnet. Die Empfindlichkeit der berechneten Integralen Nichtlinearität $INL(U_E)$ bezüglich θ ist in den Meßergebnissen für ein $\Delta\theta = \pm 20^\circ\text{C}$ angegeben. Die berechneten und gemessenen Verläufe von $INL(U_E)$ sind in den Abb. 3.23 bis 3.25 dargestellt.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß die berechneten Verläufe von $INL(U_E)$ mit den gemessenen sehr gut übereinstimmen. Abweichungen lassen sich durch die approximative Berechnung des Übertragungsverhaltens des Referenz-DUT und durch die statistische Unsicherheit der Meßergebnisse (s. Kap. 3.3.4) erklären. Bei einer Gesamtmeßzeit von ca. 100 sec wurde eine Genauigkeit besser als 0,1 % erzielt.

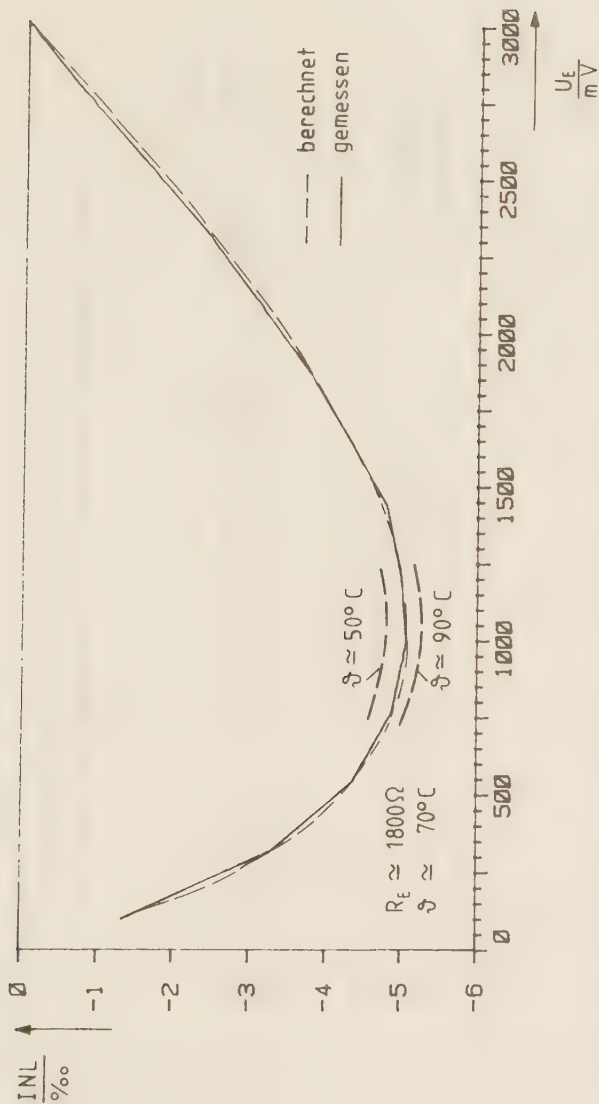


Abb. 3.23: Verläufe der berechneten und gemessenen Integralen Nicht-linearität (INL) mit den Voreinstellungen $I_{R,Q} \approx 8,3 \text{ mA}$ und $U_{E,\max} = 3 \text{ V}$

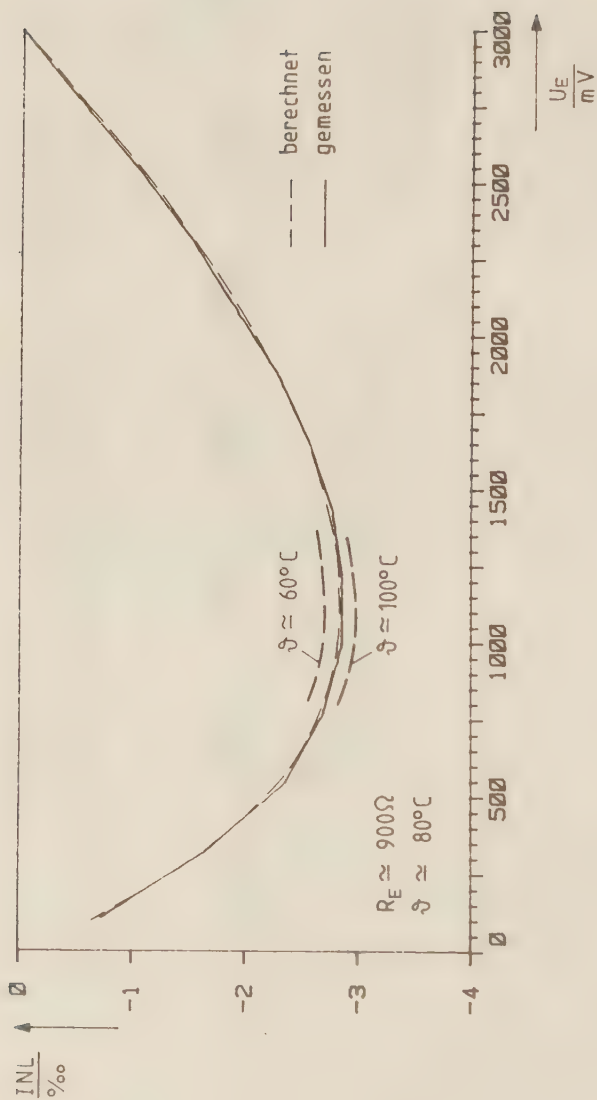


Abb. 3.24: Verläufe der berechneten und gemessenen Integralen Nicht-linearität (INL) mit den Voreinstellungen $I_{R,Q} \approx 16,7 \text{ mA}$ und $U_{E,max} = 3 \text{ V}$

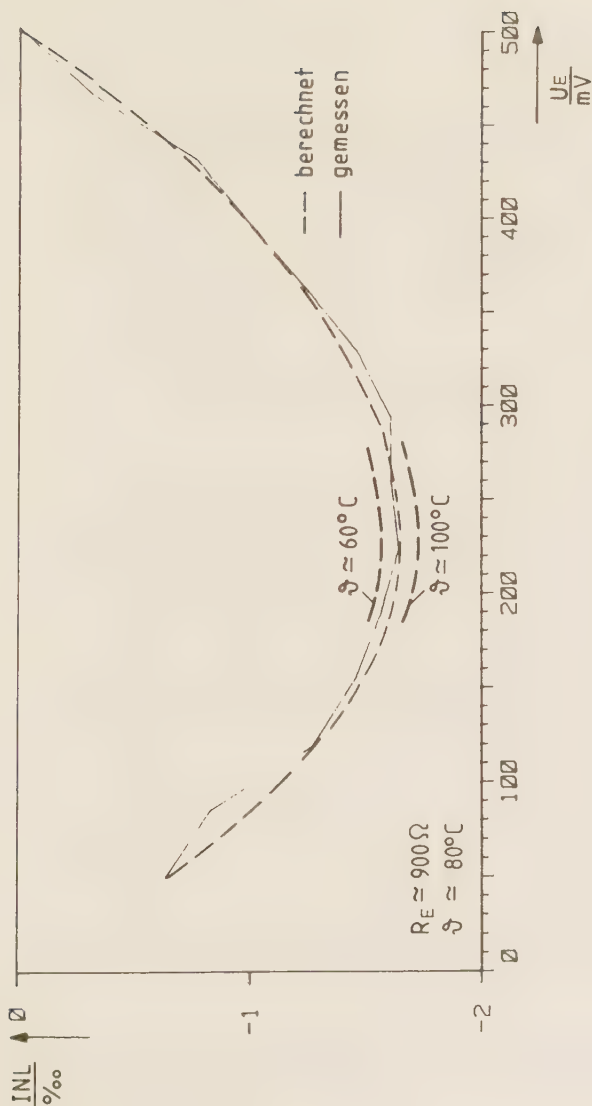


Abb. 3.25: Verläufe der berechneten und gemessenen Integralen Nicht-linearität (INL) mit den Voreinstellungen $I_{R,Q} \approx 16,7 \text{ mA}$ und $U_{E,max} = 0,5 \text{ V}$

4 ZUSAMMENFASSUNG

In dieser Arbeit wird ein neuartiges Meßverfahren vorgestellt, das die Aussteuerungsabhängigkeit des Verhältnisses von Ausgangsamplitude zu Eingangsamplitude von hochlinearen (Puls-) Übertragungssystemen bestimmt. Da die höchsten Anforderungen an die Linearität von (Puls-) Übertragungssystemen in der Pulshöhenanalyse der Kernstrahlungsmeßtechnik gestellt werden, ist beispielhaft für diesen Anwendungsfall die hier relevante Integrale Nichtlinearität von Pulsverstärkern ermittelt worden.

Die bekannten Meßverfahren (Brückenverfahren und Puls-Rampenverfahren) werden in Kap. 2 vorgestellt und diskutiert. Dabei stellt sich heraus, daß ihre Schwächen bezüglich der erreichbaren Genauigkeit, des Einsatzbereiches usw. zum einen durch die nicht zu vermeidenden Eigennichtlinearitäten der verwendeten Elektronik und zum andern durch das stets vorhandene, den Pulsen überlagerte Rauschen verursacht werden.

Anhand der generellen Problematik bei der Messung von Amplituden in einem großen Dynamikbereich werden geeignete Meßkonzepte entwickelt, die vom Prinzip her unempfindlich gegenüber Nichtlinearitäten, Ungenauigkeiten und Parametervariationen (Langzeit-) der verwendeten Auswerteelektronik sind.

Für die Bestimmung der Pulsamplituden wird in dieser Arbeit erstmalig das im allgemeinen störende, den

Pulsen überlagerte Rauschen ausgenutzt. Der Vergleich der Pulsamplitude mit einer konstanten Spannung führt, bedingt durch das überlagerte Rauschen, zu Zufallsprozessen, deren Eigenschaften beschrieben und/oder meßtechnisch ermittelt werden. Als Ergebnis werden Schätzer für den Zeitpunkt des "ungestörten" Pulsmaximums und - darauf basierend - für das ungestörte Pulsmaximum selbst gebildet. Die erreichbare statistische Genauigkeit bei der Bestimmung der Pulsamplitude wird hergeleitet und an Messungen überprüft.

Die Meßergebnisse zeigen, daß die Eigengenauigkeit des realisierten Meßaufbaus, wie angestrebt, nicht von den Ungenauigkeiten der Hardware und dem überlagerten Rauschen, sondern nur von der statistischen Genauigkeit abhängt. Der Vergleich von rechnerisch ermittelten und gemessenen Verläufen der Integralen Nichtlinearität eines dazu speziell aufgebauten Referenz-Verstärkers zeigt eine hervorragende Übereinstimmung.

Dargestellt durch die Integrale Nichtlinearität wird eine Eigengenauigkeit besser als 0,02 % bei einer Gesamtmeßzeit von ca. 100 sec erreicht. Entsprechende Genauigkeiten werden nur mit dem Puls-Rampenverfahren bei wesentlich längeren Meßzeiten (> Stunden) erreicht /24/.

5 LITERATURVERZEICHNIS

- / 1/ Butterweck
Frequenzgänge nichtlinearer Übertragungssysteme
A.E.Ü. 21 (1967) 239-254
- / 2/ Oliver; Cage
Electronic measurements and instrumentations
McGraw-Hill, 1971
- / 3/ Terman; Pettit
Electronic measurements
McGraw-Hill, 1952
- / 4/ International Electrotechnical Commission (IEC)
Test procedures for amplifiers and pre-amplifiers for semiconductor detectors for ionizing radiation
Publication 340, Second edition (1979)
- / 5/ Goulding
Semiconductor detectors for nuclear spectrometrie
Nucl.Instr. and Meth. 43 (1966)
- / 6/ Meiling
Kernphysikalische Elektronik
Akademie-Verlag, Berlin, 1975
- / 7/ Canberra Industries
Application and technical reference
Data Catalog, 1982

- / 8/ Glasmachers
Elektronische Schaltungen für die Kernstrahlungsmeßtechnik im Weltraum dargestellt am Zeitmeßkanal eines Massenspektrometers
Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 1978

- / 9/ Melbert
Amplituden- und Zeitmeßsysteme für pulsförmige Signale
Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 1981

- /10/ Tadros
Verfahren zur Verarbeitung hoher Signalraten für die Impulshöhenanalyse dargestellt am Beispiel der Kernstrahlungsspektroskopie
Dissertation, Ruhr-Universität Bochum, 1980

- /11/ Tennelec
TC 205A: Linear amplifier
Instruction Manual

- /12/ Funk; Winkelkemper
Hybrid amplifier modules for nuclear measurements in space flight experiments
Electrocomponent Science and Technology 7 (1980) 35-38

- /13/ Stuckart
The IEEE/IEC Standard-basic tools for waveform analysis
IEEE Transaction on instrumentation and measurement IM 31 (1982) No. 3

- /14/ Papoulis
Probability, random variables, and stochastic processes
McGraw-Hill, 1965

- /15/ Kowalski
Nuclear electronics
Springer-Verlag, New-York, Heidelberg, Berlin,
1970
- /16/ Robinson
A "Ramp-Pulser" for testing linearity of pulse
analysis systems
Instrumentation techniques in nuclear pulse
analysis, 1964
- /17/ Takeuchi; Shimura; Nishino
A sliding pulser for rapid testing of integral
linearity
Nucl.Instr. and Meth. 93 (1971) 253-255
- /18/ Ostapenko
Pulse generator for monitoring the linearity
of spectrometric equipment
Priboryi Tekhnika Éksperimenta, Kiev 2 (1971)
129-131
- /19/ Oberlack
Ermittlung eines Sliding-Pulse-Meßsystems
Studienarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1975
- /20/ Oberlack
Entwicklung und Aufbau eines analogen Rampen-
generators für einen Sliding-Pulser
Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1977
- /21/ Canberra
Multichannel analyzer model 8100
Instruction manual

- /22/ Böhme
Experimentelle Untersuchung des Signal/Rausch-
Verhältnisses bei der spitzenwertbezogenen
Amplitudenmessung
Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1979
- /23/ Hüser
Entwurf und Aufbau eines mikroprozessorgesteu-
erten, hochpräzisen Linearitätsplatzes für
Pulsverstärker
Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1980
- /24/ Strankowski
Untersuchung des Großsignalverhaltens von
Impulsverstärkern mit Hilfe des Sliding-Pulse-
Verfahrens
Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1982
- /25/ Maier; Sperr
On the construction of a fast Cosntant Fraction
Trigger with integrated circuits and applica-
tions to various photomultipliertubes
Nucl.Instr. and Meth. 87, 1970
- /26/ Gedeke; McDonald
Design of the constant fraction of pulse height
trigger for optimum time resolution
Nucl.Instr. and Meth. 58, 1968
- /27/ Borovkov
On the first passage time for one class of
processes with independent increments
Theory of probability and its applications
10 (1965) 331-334

- /28/ Blake; Lindsey
Level-crossing problems for random processes
IEEE Transactions on information theory
Vol. IT 19 (1973) No. 3
- /29/ Intel
Single board computer (SBC-80/10)
User's manual
- /30/ Mohr
Entwurf und Aufbau eines schnellen Arithmetik-
prozessors für das Mikrocomputer-Entwicklungs-
system ALEX - SBC-80/10
Studienarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1982
- /31/ Thon
Entwurf und Aufbau eines freiprogrammierbaren
Video-Display-Interfaces
Diplomarbeit, Ruhr-Universität Bochum
- /32/ Henkemeyer
Entwurf und Aufbau einer Einrichtung zum Pro-
grammieren von EPROMs für das Mikrocomputer-
Entwicklungssystem ALEX - SBC-80/10
Studienarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1980
- /33/ Berkley Nucleonics Corp.
Precision Pulse Generator: Model PB-4
Instruction manual 1972
- /34/ DAICO Industries, INC.
Programmable attenuator, data sheet

- /35/ Schöttmer; Stapelmann
Entwurf und Aufbau eines Pulsverstärkers
Studienarbeit, Ruhr-Universität Bochum, 1979
- /36/ Burr - Brown
Product data book
Operational amplifiers: 3553, 3554
- /37/ Giles; Sealers
A new high speed comparator, the Am 685
Advanced micro devices INC.
- /38/ Advanced micro cevices INC.
Data catalog
- /39/ Helstrom
Statistical theory of signal detection
Pergamon Press, 1975
- /40/ Davenport
Probability and random processes
International student edition
McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., 1970

ANHANG

A1 SCHALTPLÄNE DER MEKPHA ELEKTRONIK

Die MEKPHA-Elektronik ist mit handelsüblichen Bauelementen auf doppelt kupferkaschierten Leiterplatten der Größe 100 mm x 160 mm (Europaformat) aufgebaut worden. In den Abbildungen A1.1 bis A1.5 ist die Schaltung der MEKPHA-Elektronik im Detail dargestellt.

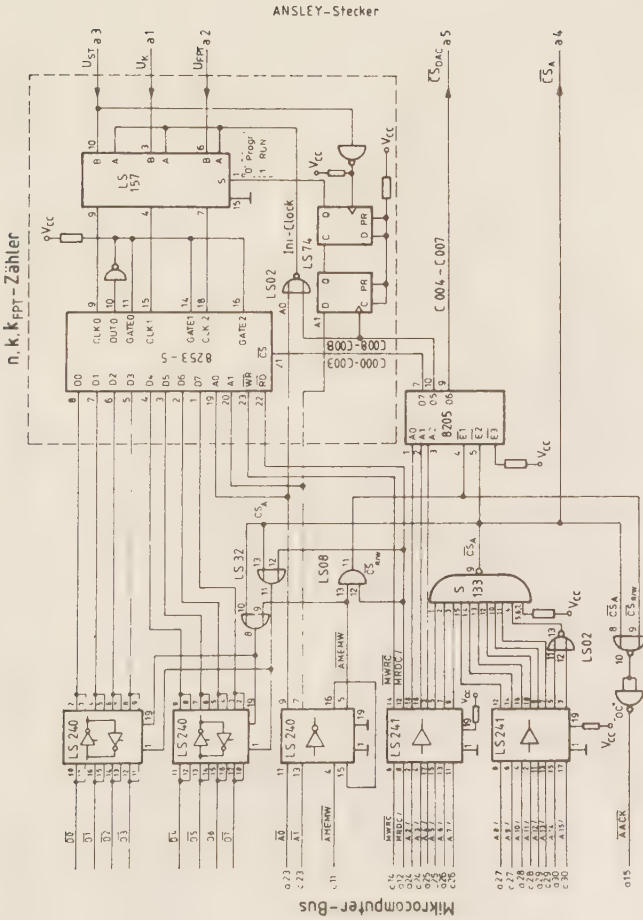


Abb. A1.1: n-, k- und k_{FPT}-Zähler mit Ansteuerung

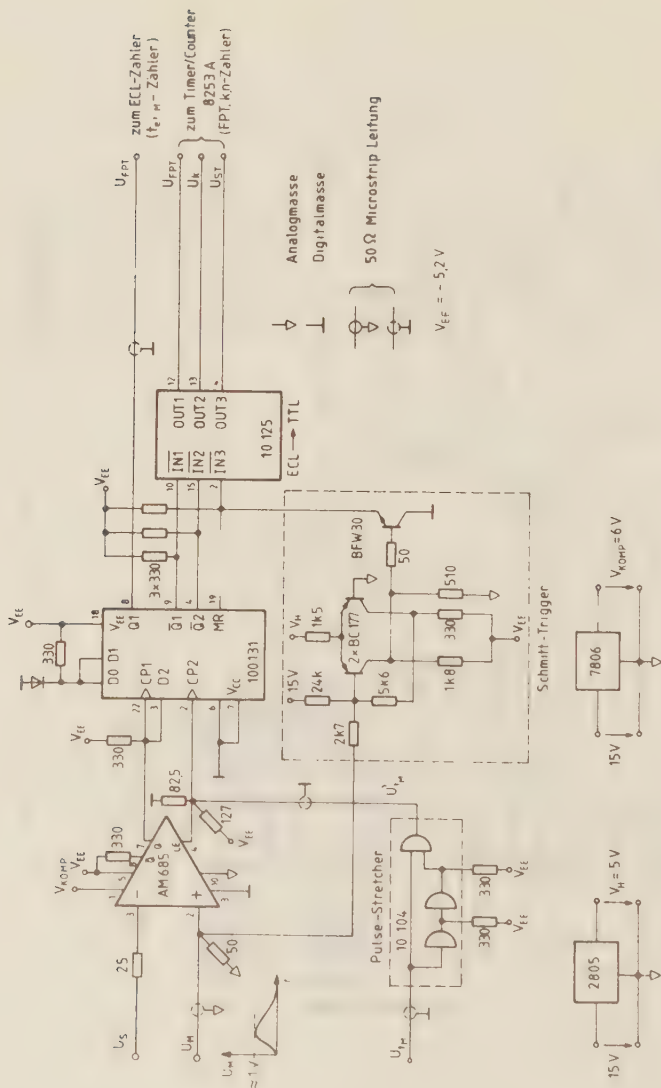


Abb. A1.2: Komparator mit nachgeschalteten D-Flipflops, Pulsdetektor

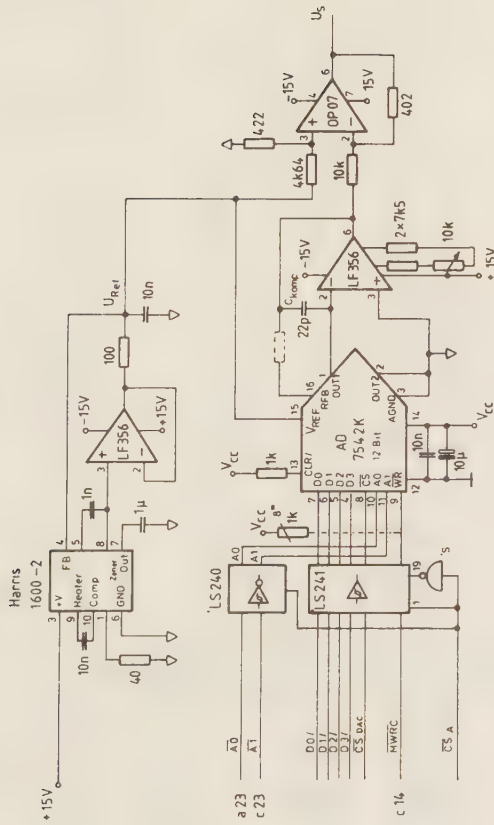


Abb. A1.3: Programmierbare Vergleichsspannungsquelle

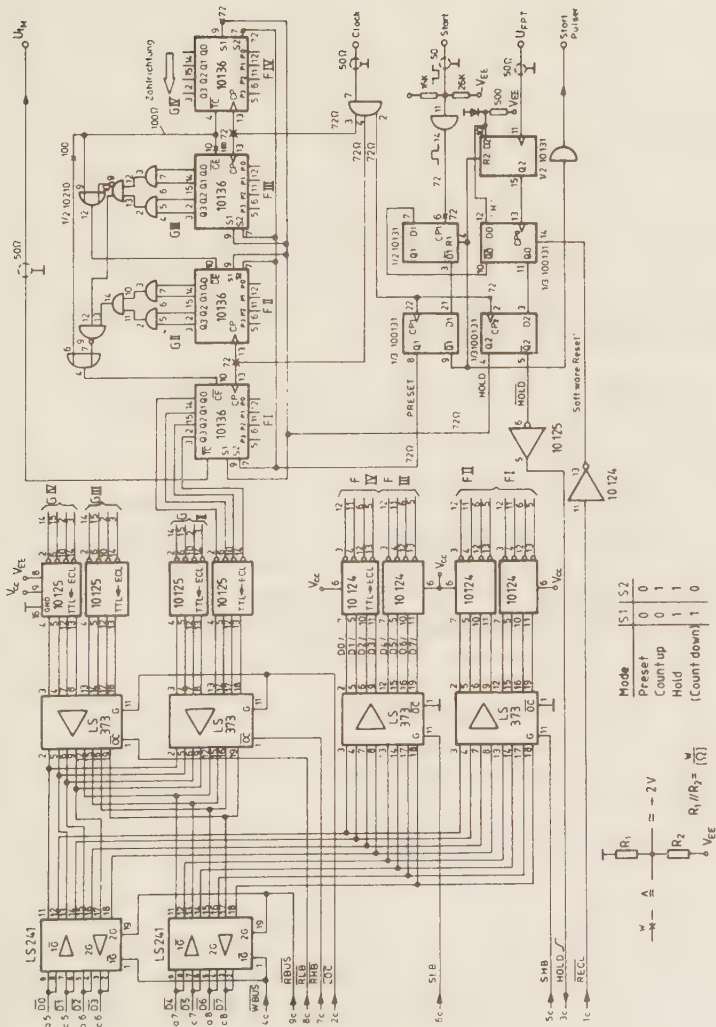


Abb. A1.5: $t_{e,M}$ -Zähler mit Synchronisation und Ansteuerung

Herrn Prof. Dr. J.W. Klein danke ich herzlich für die wissenschaftliche Anregung und Unterstützung dieser Arbeit, die ich an seinem Lehrstuhl an der Ruhr-Universität durchführen konnte.

Herrn Prof. Dr. J.F. Böhme danke ich für das Interesse, das er dieser Arbeit entgegengebracht hat.

Weiterhin danke ich Frau B. Junghardt für die Übernahme der Schreibarbeiten, Frau Lauhoff für die Anfertigung aller Zeichnungen, Frau Linke für die Durchführung der Fotoarbeiten sowie allen Kollegen, die diese Arbeit durch Diskussionen und Anregungen gefördert haben.

Bochum, im Juli 1984

LEBENS LAUF

Günther E. Böhm

Geburtsdatum	26. September 1949
Geburtsort	Neukirchen/Vluyn (NRW)
Familienstand	verheiratet, 1 Kind
Eltern	Eduard Böhm, Maurer Hedwig Lydia Böhm, geb. Malkus
Schul Ausbildung	1956 bis 1960 Volksschule Rheurdt (NRW) 1960 bis 1968 Staatliches Adol- finum Gymnasium Moers
Wehrdienst	Oktober 1968 bis Oktober 1970
Studium	November 1970 bis Juni 1976 Fachrichtung Elektrotechnik an der Ruhr-Universität Bochum
Berufstätigkeit	ab Oktober 1976 wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl für Elek- tronische Schaltungs- und Meß- technik (Prof. Dr. J.W. Klein) der Ruhr-Universität Bochum

